ottinetti

Il nuovo transistor MINERVA

INTERNATIONAL DIVISION

hallicrafters

Il modello S-108 è un ricevitore che ha la proprietà di offrire al dilettante tutte le qualità richieste dai radioamatori delle onde corte. Incorpora un oscillatore con compensazione termica e un calibratore per le bande di 10, 15, 20, 40 e 80 metri.

CARATTERISTICHE: Quadrante con indice a trascinamento orizzontale tarato sulle bande dei 10, 15, 20, 40 e 80 metri. Espansione di banda con condensatori separati, uno sulla RF e due sulla F.I. Oscillatore con compensazione termica e altoparlante incorporato.

GAMME DI FREQUENZA: Banda di ricezione da 540 a 1600 kiloherz, oltre a tre bande di O.C. da 1550 kHz a 34 MHz.

COMANDI: Sensibilità, selettore di banda, espansore di banda, volume CAV, limitatore di disturbo, AM/CW, inserzione e disinserzione del tono comando del volume, «stand-by», ricezione.

COLLEGAMENTI ESTERNI: Terminali per antenna unipolare o bipolare nella parte posteriore. Antenna esterna. Presa per cuffia sulla parte anteriore.

TUBI ELETTRONICI: 7 più 1 rettificatore; amplificatore RF, 6SG7; convertitore, 6SA7; primo amplificatore FI, 6SK7; secondo amplificatore FI, 6SK7; amplificatore audio e BFO, 6SC7; uscita audio, 6K6GT; LAD-CAV e rivelatore, 6H6; rettificatore, 5Y3GT.

ALIMENTAZIONE: 105-125 Volt, 50-60 Hz CA.
Mobile in metallo grigio con rifiniture cromate. Dimensioni: cm. 54 x 24 x 30 circa. Peso con imballo: kg. 16 circa.

S-108

Il modello SR34 è stato realizzato per funzionare sia in AM che in CW e riunisce in un'unica unità compatta tutte le funzioni di un ricevitore e di un trasmettitore. L'alimentatore CC-CA incorporato, assicura perfette comunicazioni a breve raggio sia con installazioni fisse che portatili. L'apparecchio cazioni a breve raggio sia con installazioni fisse che portatili. L'apparecchio permette inoltre la selezione istantanea della tensione desiderata, come pure la selezione di canale nella banda da 2 a 6 metri.

CARATTERISTICHE: Funzionamento CW/AM. Alimentatore CC-CA incorporato. Ricevitore a doppia conversione con il secondo oscillatore a cristallo. Il ricevitore possiede un « S-meter », un BFO, un L.A.D. ed un silenziatore. Oscillatore con tensione stabilizzata. Trasmettitore a cristallo con quattro cristalli di quarzo che possono essere selezionati per mezzo di un commutatore. Possibilità di impiego di un V.F.O. esterno. Custodia robusta. Antenna a stilo smontabile.

GAMMA DI FREQUENZA: 2 metri: 143,5-148,2 MHz; 6 metri: 48,8-54,2 MHz.

COMANDI: Interruttore di accensione; commutatore di lavoro; commutatore dello strumento; commutatore trasmissione-ricezione; comando del silenziatore; comando di sintonia; volume; interruttore BFO; interruttore L.A.D. (ANAL); interruttore CAV; comando BFO; commutatore di banda; guadagno a R.F.; commutatore cristalli VFO; accordo oscillatore; accordo duplicatore e triplicatore; accordo finale; commutatore della banda di trasmissione; regolatore di accoppiamento.

COLLEGAMENTI ESTERNI: Presa a jack per tasto; morsetti per l'altoparlante; terminali per i relé; ingresso microfono.

TUBI ELETTRONICI: 10 per il ricevitore; 3 per il trasmettitore; 3 valvole per la BF.

POTENZA D'USCITA: Da 6 a 7½ W. su due metri; da 7 a 10 W. su 6 metri.

ALIMENTAZIONE: 6-12 Volt DC, 2 transistori di potenza e 4 rettificatori al silicio 115 Volt AC.
Dimensioni: cm. 25 x 33 x 40 circa. Peso con imballo: kg. 17 circa.

SR-34

Rappresentanti generali per l'Italia

s. r. l. – MILANO – PIAZZA 5 GIORNATE 1 – TELEFONI 79 57 62/3

Agente per il LAZIO - UMBRIA - ABRUZZI: **Soc. FILC RADIO** - ROMA - Piazza Dante 10 - Tel. 736771

dott. ing. Alessandro Banfi

L'inizio del secondo programma TV

In occasione della relazione annuale del Consiglio d'amministrazione della RAI, è stato annunciato ufficialmente l'inizio delle trasmissioni del secondo programma TV per il prossimo 4 novembre.
Giova a questo proposito precisare che le informazioni e notizie contenute nella citata relazione, pubblicata anche dai principali quotidiani, sono relative al completamento della prima fase di realizzazione della rete dei nuovi trasmettitori e ripetitori in UHF.
Infatti nel corso di una riunione indetta recentemente dalla RAI fra le industrie Radio-TV associate all'ANIE, sono state fornite le seguenti notizie complementari:
1°) *alla data del* 4 *novembre* 1961 *saranno attivati gli impianti trasmittenti UHF di:*
M. Penice, M. Venda, M. Pellegrino, M. Serpeddì, M. Serra, M. Beigua, M. Caccia, M. Faito, Roma, Torino, Firenze, Pescara, Bari.
Tutti gli altri trasmettitori riportati nella cartina pubblicata dalla RAI in occasione della suaccennata relazione, verranno realizzati via via entro il prossimo anno.
2°) *Ne deriva pertanto che la copertura del* 50 *per cento del territorio nazionale (col* 70 *per cento del numero d'abbonati) citata nell'accennata relazione RAI, deve essere corretta in conseguenza del ridotto numero di emittenti che andranno in servizio al* 4 *novembre.*
Grosso modo tale copertura potrà essere intorno al 30 *per cento dell'attuale numero d'abbonati: cioè circa* 7 ÷ 800.000 *televisori.*
Questo dato è molto importante e merita alcune considerazioni.
Anzitutto fra i probabili utenti interessati alla ricezione del 2° *programma vi sarà un'elevata aliquota di possessori di televisori non pronto per ricevere l'emissioni UHF. Una parte di essi opterà per l'acquisto di un nuovo televisore di tipo recente, pronto per ricevere i due programmi con una semplice commutazione a tasto, ma la massima parte (se non altro per un primo saggio iniziale del* 2° *programma) preferirà adattare il proprio televisore alla ricezione UHF, sia integrandone il circuito con elementi aggiuntivi già previsti al momento dell'acquisto (televisori predisposti), sia adottando un dispositivo convertitore UHF-VHF inserito nella discesa d'antenna.*
E' facile prevedere, che quest'ultima soluzione sarà in un primo tempo la preferita soprattutto per la praticità e l'immediatezza dell'applicazione.
Occorrerà però agire con molta cautela ed attenzione nella scelta del canale di conversione, che nella massima parte dei casi potrà essere A o B, ma potrebbe anche essere più conveniente uno dei canali alti (D, E, F, G, H).
Pertanto come primo bilancio di previsione di forniture radio-TV si delinea una notevole richiesta di convertitori UHF-VHF e di antenne.
Circa i primi, occorre sin d'ora stabilire delle norme tecniche piuttosto rigide particolarmente nei rispetti dell'irradiazione suscettibile di disturbare i televisori vicini: in genere saranno da preferirsi i convertitori muniti di gruppi a 2 *valvole (una amplificatrice ad alta frequenza).*
Per quanto riguarda le antenne è bene stabilire sin d'ora uno schema ormai universalmente accettato nella pratica degli impianti riceventi VHF-UHF.
Tale schema si riassume come segue: due antenne (una VHF ed una UHF) sulla stesso palo di sostegno; filtro miscelatore collegato alle due antenne e ad un'unica discesa in cavo coassiale 75 *ohm (niente più piattina* 300 *ohm); filtro separatore al termine della discesa cavo con due uscite a* 300 *ohm verso*

(il testo segue a pag. 227)

dott. ing. Antonio Nicolich

Tecniche perfezionate di vobulazione di frequenza per misure a microonde su larga banda*

Attenuatore variabile -*hp*- mod. R382A,

(*) Le apparecchiature descritte in questo articolo sono prodotte interamente dalla HEWLETT-PACKARD Co. di cui è Agente generale per l'Italia la Ditta ING. MARIO VIANELLO, Milano-Roma.

L'INTRODUZIONE dell'uso del riflettometro e del generatore vobulato a microonde accordato per tensione ha messo a disposizione del tecnico delle micronde un mezzo che è divenuto un comune attrezzo per ricavare rapidamente una rapida informazione quantitativa sul funzionamento di un dispositivo a microonde in campo a larga banda. Da tempo si stanno apportando vari perfezionamenti alle tecniche relative; essi vengono presentati in questo articolo. Queste nuove tecniche trovano applicazioni alla misura sia del coefficiente di riflessione, sia dell'attenuazione. Sono particolarmente utili per controlli rapidi e precisi nella produzione integrale di componenti per microonde sul principio del va o non va.

Sono entrati in uso da molti anni presso il reparto di collaudo dei componenti per microonde, presso la -*hp*-. Inversamente è stato attraverso le esigenze di questo reparto che si sforza di fornire componenti per microonde di qualità superiore, che questi metodi di collaudo totale hanno raggiunto la loro forma definitiva attuale.

Spesso si verifica nell'attuale industria, che componenti per microonde escono dalle fabbrica in condizioni imperfette, contenendo assorbimenti o riflessioni di tipo a «risonanza» a banda stretta, che sono al di fuori dai limiti specificati dal costruttore. È evidente in tali casi che i collaudi di produzione sono stati eseguiti sul principio del controllo discontinuo per punti, e che l'inconveniente è passato inosservato. D'altronde sarebbe antieconomico controllare i componenti a un numero di frequenze tali da garatire l'assenza di risonanze acute. La -*hp*- d'altra parte, in accordo con la sua filosofia della qualità a buon mercato, usa questi metodi di vobulazione di frequenza nei componenti di produzione per garantire un funzionamento perfetto entrotutto il campo di azione.

Il più importante perfezionamento nei metodi di controllo è l'introduzione di un atternuatore standard di taratura nei sistemi usati per misure di riflessione o di attenuazione. Con questo attenuatore standard disposto su diversi valori, si registra dapprima una rete

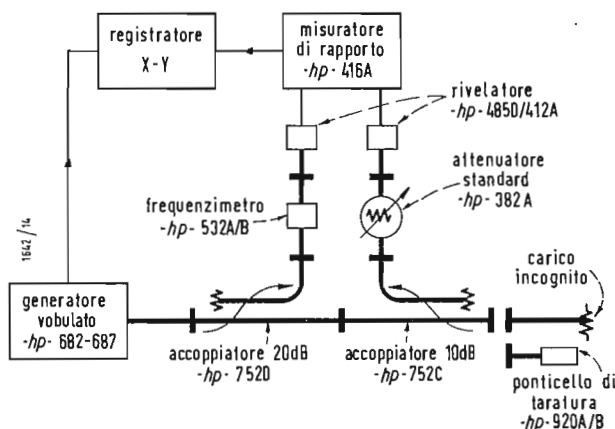



Fig. 1 - Apparecchiatura a microonde migliorata disposta per effettuare misure con frequenza vobulata del coefficiente di riflessione. L'uso dell'attenuatore di precisione nel braccio della riflessione permette di stabilire un retino di taratura per il campo desiderato del coefficiente di riflessione. L'attenuatore così usato acconsente maggior precisione di taratura di quella conseguibile usando una riflessione nota per terminare la linea principale.

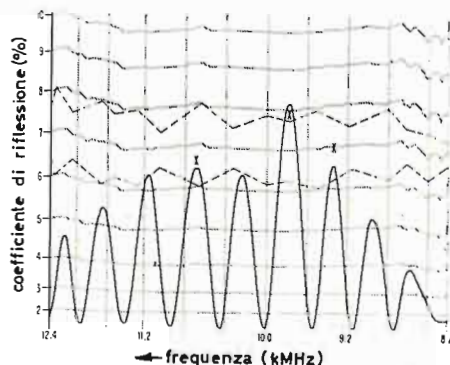



Fig. 2 - Misura caratteristica del coefficiente di riflessione a frequenza vobulata eseguita inpiegando l'apparecchiatura di fig. 1. Le misure possono venir registrate su carta trasparente, così che il retino di taratura, una volta tracciato, può servire da substrato per molte misure. Le spezzate tratteggiate fra 6 e 8% mostrano i limiti di errore del sistema di misura per un coefficiente di riflessione veramente del 7%, il valore passa-non passa in questo caso. Le X indicano il vero valore di tre riflessioni massime, quali vengono misurate dall'apparecchiatura a frequenza unica di fig. 4.

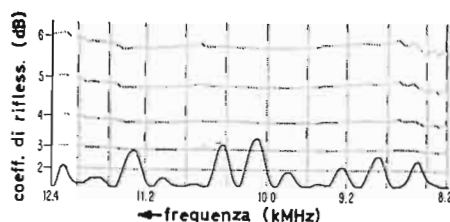



Fig. 3 - Misura del coefficiente di riflessione fatta col tipico attenuatore rotativo hp modello X382A, da confrontare con l'unità non hp rappresentata in fig. 2. La riflessione massima specificata per questa unità è il 7%. Misure di campo-totale come questa sono commi nella pratica di collaudo della normale produzione hp, così che il funzionamento fuori specifica è impossibile.

di linee di taratura per il sistema con successive vobulazioni del generatore. Dopo di che, si possono leggere i dati registrati sul retino di taratura, senza i soliti errori provocati dalle caratteristiche imperfette del rivelatore. Infatti con questi metodi perfezionati di misura non si richedono più rivelatori ben adattati ed aventi una legge quadratica di rivelazione.

1. - MISURE DI RIFLESSIONE

L'apparecchiatura per eseguire misure con vobulazione del coefficiente di riflessione è indicata schematicamente in fig. 1. Tale apparecchiatura è un sistema di riflettometro normale in cui una combinazione direzionale accoppiatore-rivelatore segnala l'onda incidente al carico, e l'altro insieme direzionale accoppiatore-revelatore segnala l'onda riflessa dal carico. Il rapporto è misurato da un misuratore di rapporti ed i valori ricavati vengono fissati in funzione della frequenza su un registratore X-Y. Come ricordato sopra, la modifica importante rispetto alle tecmiche precedenti è l'aggiunta di un attenuatore rotativo per la normalizzazione della taratura, disposto sul braccio secondario del secondo accoppiatore L'uso dell'attenuatore come elemento standard acconsente maggior precisione che l'uso di un riflettometro normale sulla linea di alimentazione Per fissare i limiti di frequenza di vobulazione, si adotta l'ondametro.

Allo scopo di tarare il sistema ad un coefficiente Γ di riflessione standard, si pone un corto circuito sul terminale di carico del sistema e l'attenuatore rotativo viene disposto a 20 lg $1/\Gamma$ dB. Il commutatore di portata del misuratore di rapporto ed il controllo di guadagno vengono regolati in modo da permettere una lettura conveniente a circa tre quarti di scala sul misuratore. La regolazione del guadagno del registratore X-Y può essere eseguita in modo da avere un fattore della scala Y opportuno, variando la posizione dell'indice dell'attenuatore rotativo e non variando la posizione *Y*. Con l'attenuatore di nuovo in posizione 20 lg $1/\Gamma$, la sorgente di segnale è vobulata nella banda di frequenza interessata; poi si registra il diagramma standard per il coefficiente di riflessione Γ. Altri diagrammi standard sopra e sotto questo valore vengono pure ricavati in corrispondenza di opportune posizioni dell'attenuatore standard.

I componenti vengono ora collaudati ponendoli sul complesso di prova al posto del corto circuito, mettendo a zero dB l'indicazione dell'attenuatore resistivo e lasciando vobulare la sorgente di segnale nella sua banda di frequenza. Si usa un foglio di carta tresparente sul registratore per ogni componente provato. I diagrammi di collaudo possono così essere esaminati sovrapponendoli ai diagrammi standard.

La fig. 2 mostra i risultati di collaudo del coefficiente di riflessione ottenuti sopra un attenuatore rotativo della guida d'onda d'onda diverso di quelli fabbricati da *-hp-* quando l'attenuazione è posta uguale a zero. In questo caso l'indicazione dello strumento misuratore del rapporto di onde stazionarie (ROS) è 1,15 equivalente alla riflessione del 7%. Le tracce di taratura (linee sottili) contengono diagrammi standard per riflessioni del 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8 e 9%. Il risultato della prova è rappresentato con linea grossa. Si sono rappresentate sopra e sotto il diagramma standard del 7%, curve tratteggiate rappresentanti i limiti dell'errore di misura del sistema . Questo errore del sistema può essere determinato dalle caratteristiche dei componenti dell'apparato. Il principale contributo all'errore è la direttività del secondo accoppiatore direzionale. ma può essere misurato con precisione entro la banda di frequenza. Un errore più temibile, che non può essere accuratamente valutato è quello risultante da riflessioni multiple o da perdite per disaddattamento a motivo che sia il carico sull'impianto, sia la posizione dell'attenuatore standard, vengono modificati nel passaggio dalle condizioni di taratura alle condizioni di misura. Un'analisi col grafico di I. K. Hunton mostra che questo errore di impianto e di apparecchiatura indicati in fig. 1 non superava mai il 5% del coefficiente di riflessione di taratura. Del tutto trascurabile in confronto alle fonti di errore sopra ricordate, è l'errore di taratura dell'attenuatore standard. Questo errore può essere misurato nel campo di frequenza interessato e compensato con correzione, oppure può essere contenuto nei limiti di errore dell'impianto. L'errore più e meno sommato al diagramma Γ standard, è allora: [1/(antlog $D/20$) + 0,005 Γ + ($\Delta A/8{,}686$) Γ], dove D è la direttività dell'accoppiatore in dB e ΔA è la precisione dichiarata dell'attenuatore standard in dB.

2. - METODO DEL RIFLETTOMETRO CON UNA SOLA FREQUENZA

I risultati delle prove in fig. 2 che sono state ottenute sull'attenuatore non fabbricato dalla *-hp* - mostrano alcuni picchi acuti apparentemente dovuti alle riflessioni delle transizioni ai due terminali, combinantisi in fase. Col metodo punto-per-punto di prova può perdere molto facilmente il picco disturbante che è fuori campo. Gli incroci mostrati in figura rappresentano dati ottenuti col metodo del riflettometro a frequenza unica. I dati del coefficiente di riflessione ricavati con un attenuatore rotativo modello X382A della Hewlett Packard, sono mostrati a scopo di confronto in fig. 3. L'apparecchiatura per realizzare il metodo di precisione col riflettometro a frequenza uni-

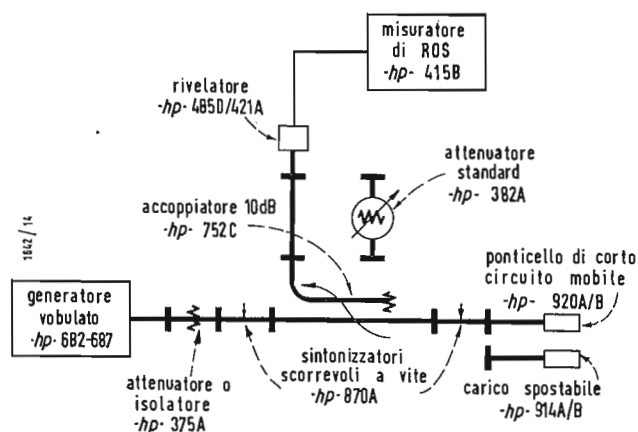



Fig. 4 - Apparecchiatura apprestata per fare misure precise con frequenza unica per valutare le « aree grigie » che si possono incontrare nelle misure modulate eseguite coll'apparecchiatura di fig. 1.

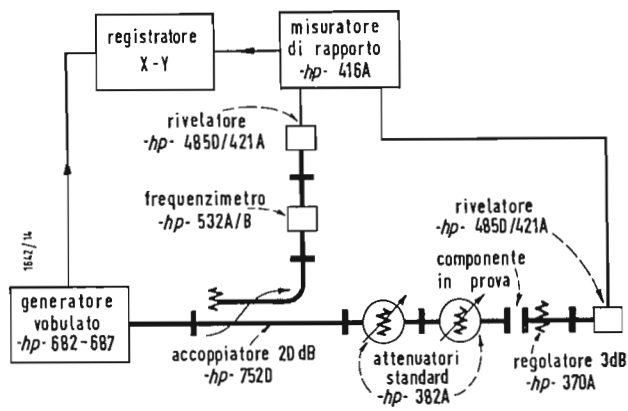



Fig. 5 - Apparecchiatura apprestata per eseguire misure a frequenza vobulata di attenuazione. Il retino di taratura per misure di attenuazione può essere tracciato usando un attenuatore per stabilire il campo di attenuazione desiderato ed un secondo attenuatore per aggiungere piccoli valori al livello desiderato.

Attenuatore variabile -hp- mod. S382B.

Frequenzimetro -hp- mod. H532A.

ca è indicata schematicamente in fig. 4 ed è intesa per l'uso con componenti scartati, i risultati di vobulazione dei quali cadono nella regione limite dell'errore a certe frequenze. Un ponticello scorrevole viene inizialmente disposto al terminale di carico del sistema; il sintonizzatore del generatore viene regolato finchè lo spostamento dal ponticello di corto circuito non provoca variazione nella indicazione del misuratore del ROS mod. 415 B. Il corto circuito viene poi tolto e sostituito con un carico scorrevole; il sintonizzatore del carico viene regolato finché non si verificano variazioni nell'indicazione del misuratore del ROS anche spostando il carico. Questo metodo elimina gli effetti delle riflessioni residue e della direttività del complesso. Il misuratore viene ora tarato al 100% di riflessione col ponticello di c.to c.to. Si deve determinare la deviazione dalla legge quadratica del rivelatore al livello di misura.

Ciò può essere fatto coll'attenuatore rotativo standard applicato alla indicazione del misuratore come ultima correzione. Un altro procedimento più preciso, ma più laborioso tara l'apparecchiatura con un carico di riflessione standard di valore opportuno, il cui coefficiente di riflessione sia stato calcolato con precisione.

3. - MISURE DI ATTENUAZIONE

L'apparecchiatura per le misure di attenuazione a frequenza vobulata è indicata in fig. 5. Conviene usare due attenuatori rotativi standard — uno per stabilire il livello principale e l'altro per aggiungere piccole attenuazioni a questo livello. Col rivelatore connesso direttamente al secondo attenuatore, si effettua la registrazione di un retino di linee di taratura. La fig. 6 mostra una taratura caratteristica (linee leggere) a 49 dB ± 4 dB. Un attenuatore standard è disposto a 45 dB e l'altro a 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8dB in corrispondenza dei 9 scatti di vobulazione, per ottenere tarature precise. Per un'estrema precisione si possono apportare correzioni per compensare imprecisioni negli standard di attenuazioni. Il componente da collaudare viene ora collocato fra il secondo attenuatore ed il regolatore 3dB dietro al rivelatore. Entrambi gli attenuatori standard vengono posti a zero, quindi si registrano le caratteristiche del componente. La linea grossa in fig. 6 è una curva di attenuazione dello stesso attenuatore usato nell'es. di fig. 2, ma ora il suo indice è posto a 50dB. La massima attenuazione che si può misurare è indipendente dalla potenza di uscita del generatore vobulato. Generalmente il limite pratico è 50dB. Inoltre il campo può venire esteso a 70 dB aggiungendo un amplificatore ad onde progressive da 1 watt dopo il generatore vobulatore.

Oltre all'errore di taratura degli attenuatori standard vi è un errore nell'apparato risultante da disadattamenti o da riflessioni multiple. Questo errore è dell'ordine di 20 lg $(1 + \Gamma_s \Gamma_d + \Gamma_s \Gamma_1 + \Gamma_2 \Gamma_d)$ dove Γ_s è il coefficiente di riflessione dichiarato dell'attenuatore standard, Γ_d è il coeff. di riflessione del rivelatore col regolatore, e Γ_1 e Γ_2 sono i coeff. di riflessione di entrata e di uscita dell'attenuatore in prova. In un normale sistema a guida d'onda, ciò vale 0,2 dB, se Γ_1 e Γ_2 sono dell'ordine di 0,1.

Un'altra apparecchiatura per fare misure di attenuazione prevede l'uso di un secondo accoppiatore direzionale. Il secondo rivelatore e gli attenuatori standard sono posti sul braccio secondario di questo secondo accoppiatore direzionale da 20 dB. Il procedimento è uguale a quello di prima. Si fa la taratura coi due accoppiatori in circuito, la misura si fa col componente in prova

Fig. 6 - Misure di attenuazione eseguite impiegando l'apparecchiatura di fig. 5. Misure effettuate con attenuatore non hp controllato in fig. 2 coll'indice ora disposto a 50 dB. Come in fig. 2 la misura può essere registrata su carta trasparente, così che un retino di taratura può servire per molte misure.

fra i due accoppiatori. L'errore dell'insieme è indipendente dal disadattamento del dispositov in esame grazie all'isolamento di 20 dB introdotto dal secondo accoppiatore. Gli errori di disaddatamento dipendono invece dal coefficien te di riflessione del braccio secondario dell'accoppiatore. Per un impianto a guida d'onde l'ordine di grandezza caratteristico è di 0,2 dB, il che rende il metodo più adatto alle misure di dispositivi con bassa attenuazione e con più alta riflessione. La fig. 7 mostra un'apparecchiatura che sfrutta il metodo a 2 accoppiatori direzionali per la misura simultanea della riflessione e dell'attenuazione di un componente. Le quote di riflessione e attenuazione del dispositivo di misura riguardano il primo accoppiatore e ciascuno ha il suo proprio misuratore e registratore. Tarature e misure vengono effettuate in accordo alle tecniche già descritte.

4. - MISURE DI DIRETTIVITÀ DELL'ACCOPIATORE

Sia l'accoppiamento, sia la direttività di un accoppiatore direzionale possono essere misurati basandosi sulla frequenza vobulata. La fig. 8 indica le definizioni fondamentali relative ad un accoppiatore direzionale, il cui braccio ausiliare ha un estremo terminato internamente. L'accoppiamento può essere misurato terminando la porta 2 con un carico di basso ROS ed impiegando il metodo di fig. 5 per misurare l'attenuazione fra le porte 1 e 3. La misura della direttività è alquanto più complicata. Una misura diretta dell'attenuazione dalla porta 2 alla porta 3 è difficile, perchè è molto alta e perchè è molto sensibile al ROS del carico, che si dovrebbe usare per terminare la porta L'apparecchiatura impiegata per misure di direttività è già stata prima descritta e indicata in fig. 1. Il secondo accoppiatore direzionale in questo diagramma è ora l'accoppiatore in prova ed il carico usato al termine del complesso è un carico standard scorrevole, il cui coefficiente di riflessione sia stato misurato accuratamente a diverse frequenze secondo la tecnica di fig. 4.

L'apparecchiatura viene tarata inizialmente con un ponticello di c.to c.to all'estremo caricato. Si effettuano molti spazzolamenti con differenti posizioni dell'indice dell'attenuatore standard per ottenere un retino di linee di taratura. Ciascuna linea è marcata con la posizione in dB usata per l'attenuatore standard ed anche col corrispondente valore del livello relativo del segnale che vale 1/(antlog dB/20). Si sostituisce ora il ponticello con un carico scorrevole e si esegue una registrazione sopra un nuovo foglietto di carta trasparente sulla parte alta del reticolo di taratura. Per questa registrazione si mette a zero l'attenuatore standard e si muove avanti e indietro il carico rapidamente durante lo spazzolamento. Possono essere necessarie molte vobulazioni per essere certi che si siano sperimentati tutte le fasi possibili del carico.

La registrazione delle prove appare come una serie di oscillazioni col valore medio variabile colla frequenza. Le oscillazioni sono provocate dal battimento del segnale di direttività a fase fissa e della riflessione del carico a fase variabile. Il valor medio dei risultati della prova è il maggiore dei due segnali, ed il valore di punta del segnale (sopra la media) è il più piccolo dei due.

Poichè il coeff. di riflessione del carico è noto, si può determinare la direttività dell'accoppiatore o dal valor medio o dal valore di punta deducendolo dalla carta di taratura dopo aver sovrap-

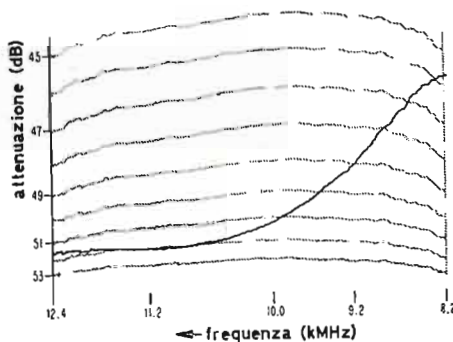
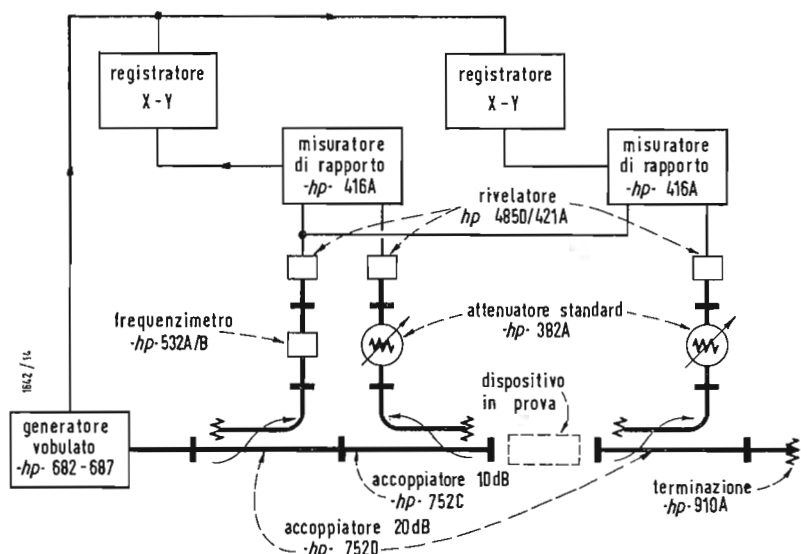



Fig. 7 - Apparecchiatura apprestata per misure simultanee di riflessione e di attenuazione di un componente in esame.

Fig. 8 - Definizioni relative ad un accoppiatore direzionale avente un braccio ausiliario terminato internamente.

Fig. 9 - Misura di direttività a frequenza vobulata eseguita con un accoppiamentore direzionale non fabbricato da hp sfruttante il dispositivo di riflessione mostrato in fig. 1.

posto a quest'ultima i dati della prova eseguita. Questo valore, rappresenta espresso in dB, attualmente la direttività meno le perdite nella linea principale di trasmissione, ossia le perdite di trasmissione si devono aggiungere, se si vuole ottenere la vera direttività. Questa perdita è 20lg $1/S_{21}$ o 20 lg $1/(1 - |S_{31}|^2)^{1/2}$ (per un accoppiatore da 3dB, essa è 3dB e per un accoppiatore 10dB è 0,46dB e così via). La fig. 9 mostra i dati presi su un accoppiatore direzionale per la banda X. In questo caso si era usato un carico molto buono con perdite di ritorno oltre 50dB, così che le oscillazioni erano relativamente piccole e la direttività specificata a 40 dB era il valor medio del diagramma. L'accoppiatore controllato era stato acquistato presso un altro fabbricante. Un metodo in alternativa di ridurre i valori caratteristici si può usare quando si modifichi il retino originale di taratura in modo da ottenere una nuova rete, che rappresenta il luogo dei valori di punta del segnale totale per vari valori di direttività. La direttività dell'accoppiatore in prova può essere letta direttamente sul nuovo retino considerando solo i massimi dei dati di prova. Il nuovo retino si ricava da quello originale sommando dapprima le perdite di trasmissione dell'accoppiatore in dB al valore di dB marcato sul diagramma, quindi sommando il coefficiente di riflessione del carico al valore relativo del livello di segnale marcato sul diagramma per ciascuna delle varie frequenze sperimentate. I saggi ora descritti possono essere eseguiti altrettanto bene della misura del coefficiente di riflessione di un carico scorrevole. In questo caso si usa un accoppiatore direzionale di direttività nota e si segue lo stesso procedimento. Per ottenere il retino di taratura in alternativa, si sottrae la perdita (in dB) della linea di trasmissione principale dalla direttività dell'accoppiatore, quindi si somma il valore risultante espresso come un livello relativo di segnale, alle linee del retino originale, che sono marcate con vari coefficienti di riflessione del carico. La riflessione del carico può allora essere dedotta considerando i massimi dei dati delle prove.

5. - MISURE DEL COEFFICENTE DI RIFLESSIONE DI UN GENERATORE DI SEGNALI

La tecnica usata per misurare il disadattamento della sorgente o il coefficiente di riflessione di un generatore di segnale è indicato schematicqmente in fig. 10. Con questo metodo il segnale principale generato viene combinato in un rivelatore col segnale che viene riflesso multiplamente fra un ponticello di terminazione ed il generatore. Allora il livello netto di segnale al rivelatore è $1/(1-\Gamma_g)$ moltiplicato per il livello di segnale che apparirebbe se il sistema fosse terminato con un carico adattato, essendo Γ_g il coefficiente di riflessione del generatore. Ad una certa frequenza fissa, se si sposta il ponticello, la fase del segnale secondario riflessa dal generatore passa attraverso a tutti i valori. I livelli di segnali massimo e minimo al rivelatore sono allora $1/(1-|\Gamma_g|)$ e $1/(1+|\Gamma_g|)$, rispettivamente, moltiplicati per il livello di segnale del carico adattato; il loro rapporto può essere letto direttamente come ROS del generatore sul misuratore del ROS entro i limiti di errore del sistema. Per ottenere dati a frequenza vobulata sul coefficiente di riflessione del generatore, si deve dapprima tracciare un retino di taratura. Si termina inizialmente il sistema con un carico ben adattato al posto del ponticello di c.to c.to e l'attenuatore standard viene posto a 6dB. Si ricava sul registratore una registrazione vobulata che si segna

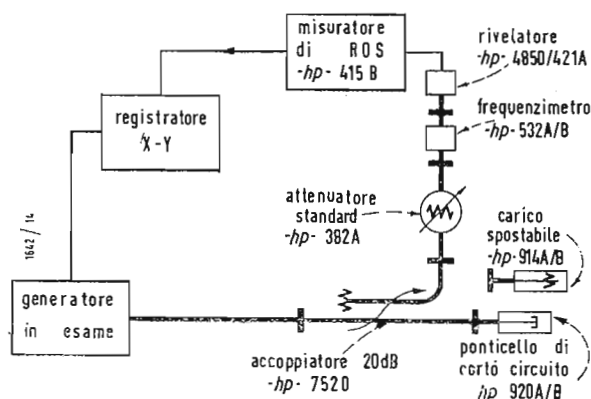



Fig. 10 - Apparecchiatura per effettuare la misura a frequenza valutata del coefficiente di riflessione di un generatore di segnali

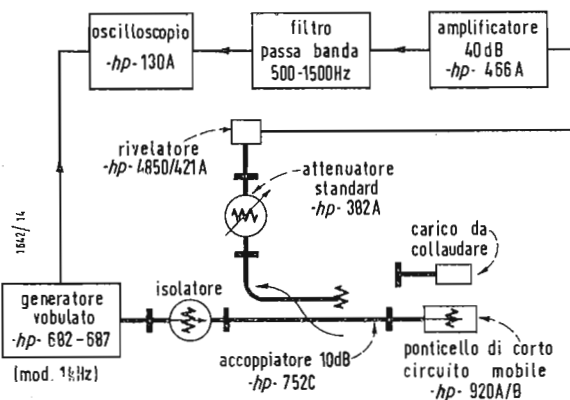



Fig. 12 - Apparecchiatura per misurare rapidamente la riflessione da un carico sopra una base a banda larga, facente uso di un oscilloscopio.

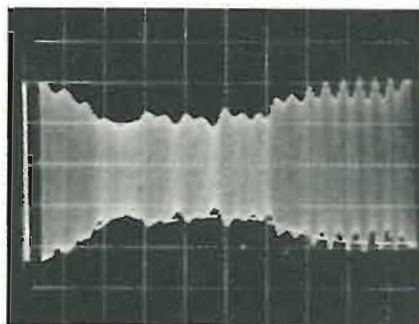



Fig. 13 - Tipica taratura ottenuta con l'apparecchiatura di fig. 12 per il coefficiente di riflessione del carico di 0,1. Le ondulazioni fitte provengono da riflessioni multiple del sistema; esse possono essere mediate sia sul bordo superiore, sia inferiore della traccia. Per chiarezza viene mostrata una media tipica solo lungo il bordo inferiore della traccia, rappresentata da una linea bianca tratteggiata.

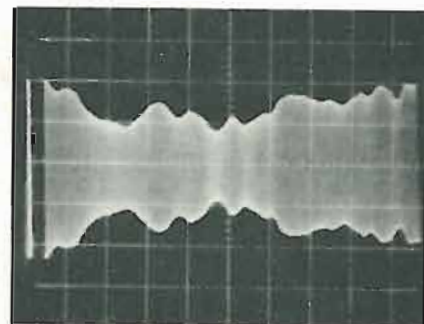



Fig. 14 - Misura eseguita con riflessione normale 0,1, per confronto con la misura tipica con taratura di fig. 13

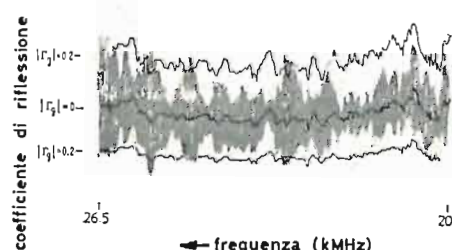



Fig. 11 - Misura a frequenza vobulata del coefficiente di riflessione della sorgente, mediante un duplicatore di armoniche hp Modello 938A nel campo 20 - 26,5 kMHz.

come $|\Gamma_g| = 0$. Ora si tracciano due linee, una sopra e una sotto questa linea per un dato valore specificato di $|\Gamma_g|$, portando l'attenuatore al valore 20 lg $2(1 - |\Gamma_g|)$ per la curva superiore vobulata e 20 lg $2(1 + |\Gamma_g|)$ per la curva vobulata inferiore. Il carico viene ora sostituito dal ponticello scorrevole; l'attenuatore vien di nuovo posto a 6dB. Il generatore viene ora vobulato attraverso la banda di frequenze molte volte, ed il ponticello viene disposto in posizione diversa ad ogni spazzolamento. Il diagramma risultante è una serie di oscillazioni attorno alla linea 6dB originale di taratura.

I luoghi delle punte superiore ed inferiore sono i valori del livello del segnale di $1/(1 - |\Gamma_g|)$ e $1/(1 + |\Gamma_g|)$ rispettivamente, moltiplicati per il livello originale del segnale quando il sistema era chiuso sopra un carico adattato. Poichè le linee del reticolo di taratura sono marcate in corrispondenza, si può dedurre il coefficiente di riflessione del generatore dal retino a tutte le frequenze seguendo i massimi.

Gli errori di direttività e di disadattamento dell'attenuatore che entrano in gioco in questa misura sono simili a quelli descritti sora in relazione alla misura di una riflessione del carico. Inoltre, la parte preponderante dell'errore di disadattamento in questo caso non è una percentuale fissa del coefficiente di riflessione che si deve misurare, ma è piuttosto un valore fisso, analogo all'errore di direttività. Per un sistema pratico a guida d'onda questo errore non può superare il valore di 0,02. I limiti più e meno dell'errore possono essere tracciati sopra e sotto ciascuna linea del retino, se lo si desidera.

Il valore dell'errore è $[1/(\text{antlog } D/20) + 0{,}02 + |\Gamma_g| (0{,}01 + 1/\text{antlg } D/20)]$ dove D è la direttività dell'accoppiatore.

La fig. 11 mostra dei dati caratteristici di prove presi su un generatore duplicatore di armoniche (-hp- 938A). In fig. 11 le linee di taratura sono per il valore $|\Gamma_g| = 0{,}2$ mentre il campo di frequenza del generatore vobulato è 26,5 ÷ 20 kMHz.

6. - MISURE RAPIDE CON L'OSCILLOSCOPIO

Coi metodi di misura che impiegano un misuratore di rapporto o un misuratore di ROS, le velocità di spazzolamento adottate sono troppo basse per una rappresentazione sull'oscillografo. Se si deve impiegare velocità maggiori di spazzolamento si sende necessario un amplificatore di banda più larga. Ciò comporta naturalmente un aumento del livello di rumore ed una diminuzione nel campo dinamico della misura. Tuttavia col complesso indicato in fig. 12 è pure possibile indagare un campo dinamico di 35 o 40 dB con velocità di spazzolamento sufficientemente rapide da permettere la rappresentazione sull'oscilloscopio. Si usa un amplificatore standard a larga banda 40dB (-hp- 466A) per amplificare l'onda quadra a 1kHz in uscita dal rivelatore. Un filtro passa banda seguente l'amplificatore trasmette solo la componente fondamentale a 1kHz. La larghezza di banda di questo filtro acconsente variazioni di ampiezza a velocità fino a 500 Hz, che è adatta per studiare la struttura fine dell'informazione di misura a velocità ragionevoli di spazzolamento. Questo metodo è impiegato per misure di riflessione del carico e la taratura si esegue come nei sistemi descritti sopra con un attenuatore standard ed un corto circuito per terminazione.

La figura sull'oscilloscopio è un segnale a 1kHz, la cui ampiezza, varia quando si variano la frequenza del generatore e la deviazione orizzontale. È necessario allora leggere il valore punta-a-punta. Il retino di taratura, che può essere tracciato con pennello attenuato, contiene due linee per ciascun livello del segnale di taratura. Una taratura caratteristica è indicata in fig. 13. Questa

A sinistra il misuratore di rapporto -*hp*- mod. 416A, a destra il generatore vobulato -*hp*- mod. 687C.

rappresenta un complesso nella banda X esplorato da 12,4 a 8,2 kMHz alla velocità di 32 kMHz. L'attenuatore di taratura viene posto a 20dB, mentre il complesso è chiuso sopra un carico scorrevole. Qui la taratura è per un coefficiente di riflessione del carico di 0,1.

Le rapide ondulazioni sull'ampiezza del segnale sono provocate principalmente da riflessioni multiple fra il ponticello di terminazione e l'isolatore. Ciò rappresenta uno svantaggio di questo metodo rispetto a quelli che impiegano un misuratore di rapporto, dove queste riflessioni multiple sono segnalate su entrambi i canali e non possono apparire sul quadrante del misuratore. Le linee di taratura sullo schermo dell'oscilloscopio possono essere tracciate con pennello sottile come mostrato in fig. 13; le rapide ondulazioni possono essere mediate ma seguiranno tutte le variazioni di uscita del generatore. Per distinguere un effetto dall'altro, si può spostare il ponticello di c.to c.to le ondulazioni dovute a riflessioni multiple si sposteranno movendo il ponticello, mentre le variazioni di uscita del generatore rimarranno fisse.

La fig. 14 mostra una figura oscillografica ottenuta con una riflessione standard 10% (-hp- X 916C) terminante il sistema con l'attenuatore standard disposto a zero. Si può constatare che l'apparecchiatura misura questo carico entro certi limiti di errori. L'errore segnalato dallo scostamento dei dati dalle linee di taratura 10% è dovuto principalmente al segnale di direttività dell'accoppiatore, che può raggiungere il 10% della riflessione del carico sotto misura in questo caso.

Il sistema a rapido spazzolamento è molto conveniente quando si devono fare regolazioni sopra un componente in prova per riportarlo entro certi limiti prescritti entro una larga banda di frequenze. Questo sistema è meno preciso ed ha minor campo dinamico dei sistemi descritti prima facenti uso di un misuratore di rapporto. Tuttavia, considerando le future possibilità di livellamento automatico del segnale, che non solo mantiene costante il livello del segnale del generatore, ma provvede pure un molto buon adattamento della sorgente, la precisione sarà aumentata. Il campo dinamico può essere aumentato usando un amplificatore a onde viaggianti da 1W. *A*

Accoppiatore direzionale -*hp*- mod. K752D.

Il NASA effettua un sondaggio elettronico di Venere

L'Ente Nazionale Aeronautico e Spaziale (NASA) ha annunciato i primi successi in un sondaggio sistematico del pianeta Venere con i radiosegnali.
Il dr. Hugh L. Dryden, vice-direttore del NASA, e il dr. William H. Pickering, direttore del Laboratorio per la propulsione a getto, hanno precisato che tra la trasmissione dei segnali e la loro ricezione dopo l'incontro con la superficie di Venere sono intercorsi circa sei minuti e mezzo.
La trasmissione è stata completata alle 21,34 (ora locale) del 10 marzo presso la Stazione di Rilevamento di Goldstone, in California, che dipende dal Laboratorio di propulsione a getto.

Non è la prima volta che segnali riflessi da Venere sono stati captati da stazioni terrestri. L'eccezionalità del recente esperimento va attribuita al fatto che i segnali sono stati immediatamente rilevati, senza complesse operazioni di analisi ed elaborazione, dopo un percorso di andata e ritorno di 112. 650. 000 chilometri.
Scopo dell'esperimento che si protrarrà per due mesi, è di determinare se Venere giri sul suo asse e a quale velocità, accertare l'orientamento dell'asse di rotazione del pianeta, chiarire la natura di Venere in base a misurazioni indirette della riflettività della sua superficie e perfezionare ulteriormente l'unità di misura dell'Universo (la cosiddetta Unità Astronomica di 149.660.000 chilometri circa o distanza media tra la Terra ed il Sole.)
Venere, il pianeta solare più vicino alla Terra, da tempo ha richiamato l'interesse degli astronomi, ma l'atmosfera di nubi molto dense che avvolge il pianeta ha frustrato sinora qualsiasi tentativo di osservarne la superficie dalla Terra.
Ogni 19 mesi Venere si avvicina al nostro pianeta sino a 42.164.000 chilometri, contro 260.700.000 chilometri in corrispondenza del punto più lontano dalla Terra. Quest'anno, l'avvicinamento massimo, noto come «congiunzione inferiore», avrà luogo l'11 aprile.

L'attuale stadio di sviluppo delle radiocomunicazioni sconsiglia l'effettuazione di contatti radio con Venere, ad eccezione di periodi comparativamente brevi prima e dopo la congiunzione inferiore.
Per ridurre l'interferenza, è stata adoperata nell'esperimento un'antenna trasmittente da 25,90 m situata a circa 11 chilometri da quella ricevente. Il grande riflettore parabolico della stazione di Goldstone ha inviato un fascio di radionde sulla frequenza di 2388 megacicli al secondo, utilizzando una potenza di 10kW.
Il fascio ristretto dei radio segnali con un'ampiezza di appena 4/10 di grado, ha viaggiato alla velocità di 300 mila chilometri al secondo.
Nel ricevitore della stazione radar di Goldstone sono stati utilizzati un maser ed un amplificatore parametrico. L'elemento centrale dell'amplificatore maser, un rubino, è stato mantenuto durante l'esperimento alla temperatura dell'elio liquido (circa 269°C sotto zero), in maniera da ridurre i disturbi generati dal ricevitore ad un'entità minima. *(u.s.)*

La Lesa Costruzioni Elettromeccaniche s.p.a. che prima nel mondo, fin dal 1946 ha realizzato i moderni fonografi del tipo trasportabile, ha presentato alla XXXII Fiera di Milano il primo forografo con cambia dischi ad un prezzo veramente accessibile a tutti, che consente di poter suonare ininterrottamente per oltre quattro ore senza alcun intervento manuale. È il modello Lesaphon 520-Ametista.
A questa novità si accompagna, sempre nel settore della riproduzione, il « registratore per tutti » Mod. RENAS/A-2 a 3 velocità e alta qualità di riproduzione. *(u.s.l.)*

L'AEC approva la produzione di altre batterie elettriche ad isotopi

La Commissione americana per l'Energia Atomica (AEC) ha accordato alla Martin Company il permesso di costruire a Quehanna (Pennsylvania) un « Laboratorio Materiali Radioattivi », destinato alla produzione su base sperimentale di batterie elettriche ad isotopi radioattivi.
Dal materiale che verrà fornito alla Martin verrà anche estratto un piccolo quantitativo di plutonio, che sarà restituito alla Commissione. La società otterrà dall'AEC 100.000 curie (ossia 499 grammi) di stronzio-90 e 12.000 di curio-242 prodotti con l'irraggiamento delle capsule di americio-241 in un reattore della Commissione.

Le capsule irradiate nel reattore dell'AEC conterranno 4,5 grammi (12.000 curie) di curio-242, 3,3 grammi (36.000 curie) di americio-241, 0,8 grammi di plutonio e 0,4 grammi (3.000 curie) di prodotti della fissione. Le capsule verranno sottoposte a diverse lavorazioni fisiche e chimiche in appositi ambienti schermati, in maniera da separare il curio, e, eventualmente, l'americio, dagli altri elementi.
Gli isotopi saranno utilizzati per la produzione di batterie elettriche nell'ambito del « Programma SNAP » così denominato dalle iniziale di « Systems for Nuclear Auxliary Power » o sistemi ausiliari per l'elettricità nucleare. Le batterie sono anche note come « fonti elettriche isotopiche », ossia fonti in grado di erogare per diversi anni parecchie centinaia di watt di elettricità con pochi grammi di materiali radioattivi.
I tecnici della Martin utilizzeranno lo stronzio-90 per la confezione di capsule radioattive, che serviranno per la produzione di elettricità nelle batterie nucleari. Queste potranno essere impiegate al posto degli accumulatori chimici ordinari nelle stazioni meteorologiche galleggianti della Marina americana o nelle luci di posizione della Guardia Costiera.

Le batterie a curio-242 potranno servire all'Ente Nazionale Aeronautico e Spaziale (NASA) per il veicolo « Surveyor » che dovrebbe effettuare un atterraggio sulla Luna nel 1963. Esse assicureranno infatti una modesta erogazione di elettricità per l'alimentazione degli strumenti destinati a riferire alle stazioni terrestri in merito alle caratteristiche della crosta lunare. *(u.s.)*

Chiusa con successo la XXXIX Fiera Campionaria
13.907 espositori di cui 3.429 stranieri
4.320.000 visitatori

Un primo sommario bilancio consuntivo della trentanovesima edizione della Fiera campionaria è stato tracciato dal presidente prof. Silvio Coggi nel discorso pronunciato alla cerimonia di chiusura della manifestazione fieristica, tenutasi sul piazzale antistante il Palazzo delle Nazioni alla presenza del Prefetto, del Sindaco e delle altre autorità cittadine, di numerosi espositori e visitatori e dei dirigenti dell'Ente Fiera. Puntualizzando i risultati della 39.a Fiera, il prof. Coggi si è riferito, per la comparazione, agli ultimi tre anni.
Gli espositori sono stati 13.907 (13.373 nel 1959 e 13.703 nel 1960). La partecipazione estera ha visto presenti 3492 espositori (3229 nel 1959 e 3387 nel 1960). Gli operatori economici stranieri, presentatisi all'apposito ufficio « ricevimento » e ivi registrati, sono stati 94.187, provenienti da 122 Paesi (93.861, provenienti da 111 Paesi, nel 1959 e 93.673, provenienti da 115 Paesi, nel 1960).
Le nazionalità rappresentate dai produttori nelle diverse mostre merceologiche sono state 72 e 34 i Paesi ufficilmente partecipanti al « Centro Internazionale degli Scambi (CIS) ». Venti sono stati i Convegni e i Congressi tenuti durante la 39.a Fiera, di cui tre a livello internazionale. I visitatori hanno raggiunto il totale di 4.320.000 (4.300.000 nel 1959 e 4.230.000 nel 1960), con un netto aumento per i visitatori qualificati.

Un cenno particolare è stato fatto dal presidente al Palazzo dell'Agricoltura, la cui nuova grande sede espositiva copre 37 mila metri quadrati su quattro piani, e al Mercato internazionale del film, del TVfilm e del documentario, che si è imposto con l'imponenza dei suoi risultati pratici e ha visto salire le annunciate 680 opere iscritte a 848, con la partecipazione della produzione di 43 Paesi.
L'ing. Coggi ha poi ampiamente illustrato i positivi risultati del « Centro internazionale degli Scambi (CIS) » che, dopo un brevissimo periodo di rodaggio, ha egregiamente funzionato, tanto che si può affermare che tutti coloro che ne hanno sperimentato i servizi ne sono rimasti entusiasti. Egli ha poi annunciato che il CIS non chiude la sua attività con la conclusione del ciclo annuale della Fiera; esso sarà utilizzato durante l'anno per tutte le mostre specializzate che si succederanno, con il duplice risultato di diventare sempre meglio conosciuto a apprezzato fra gli operatori e di essere più intensamente sfruttato, data la circoscritta ampiezza dei singoli settori merceologici che vi si alterneranno.

I positivi risultati dell'attività svolta quest'anno dall'I.C.E. al Centro internazionale degli scambi della Fiera di Milano sono stati illustrati dal capo della delegazione I.C.E. dott. Guido Pruner. Egli ha rilevato anzitutto che la formula del C.I.S. si è rivelata eccellente. Nemmeno la più densa folla domenicale è riuscita a turbare l'attività degli addetti ai vari Uffici del C.I.S., a cui affluivano solo uomini d'affari per attingere dati ed elementi su quesiti specifici o per essere assistiti nella presa di dontatti. Operare questa cernita in quello stesso « Palazzo delle Nazioni », che per tradizione aveva ospitato le Mostre collettive dei Paesi esteri aventi finalità propagandistiche generali e quindi punto di attrazione del pubblico, fu un compito arduo. La Direzione della Fiera vi è riuscita.
L'Ufficio dell'ICE alla XXXIX Fiera di Milano ha coperto una area quattro volte superiore a quella riservata nelle precedenti manifestazioni. Il personale dell'Istituto, limitato in passato a due sole unità, è salito quest'anno a due « receptionists » conoscitrici di lingue estere, quattro funzionari distaccati dalla Sede e otto Grade Commissioners titolari di Uffici ICE all'estero.
Il dott. Pruner ha ricordato che il metodo di assistenza adottato dall'Ufficio ICE, metodo assai impegnativo che non si limita soltanto alla fornitura di nominativi, ma si estende alla programmazione e predisposizione di incontri con operatori concretamente interessati, all'accompagnamento nel caso di prospettive di affari di particolare rilievo, sempre nell'intento di portare i contatti su di un piano concreto, idoneo alla conclusione di affari.
Espositori nazionali e visitatori esteri hanno fatto ricorso all'Ufficio ICE in misura pressochè uguale. Per l'espositore, il poter attingere rapidamente elementi di dazio ed altri gravami sulle importazioni nei Paesi esteri ha in molti casi facilitato la conclusione di affari in sede di Fiera, mentre al visitatore estero sono stati assicurati incontri fruttuosi nel più breve lasso di tempo.
Accordi di agenzia, programmi di acquisti sia per beni di consumo sia per beni strumentali, sono stati realizzati con l'intervento dell'ICE, sia nell'ambito della Fiera sia fuori dei suoi recinti con proiezioni anche sui centri periferici, quali Como, Novara, ecc. La presenza dei Trade Commissioners dell'ICE a Milano ha provocato una vasta serie di incontri con esponenti di organi tecnici ed associativi, con industriali e commerciali italiani interessati alla esportazione diretta. *(v.o.)*

Allo scopo di accrescere la versatilità d'impiego dei vari oscilloscopi costruiti dalla Hewlett-Packard Co. (modelli 160B e 170A) sono stati posti in commercio due nuovi cassetti. Il modello 166D sweep delay generator (qui raffigurato) consente di ritardare tra 1 microsecondo e 10 secondi la vobulazione degli oscilloscopi nei quali viene inserito allo scopo di consentire l'esame di segnali complessi. Il secondo cassetto (166C) consente di dublicare, su un registratore X-Y, qualunque forma d'onda che appare sul tubo r.c.

La Sorensen & Co., Inc. ha presentato alla esposizione della I.R.E. a New York un convertitore di frequenza multi-fase per funzionamento trifase, bifase o monofase con una gamma di frequenza tra 45 e 2000 Hz.

L'Ampex ha registrato su nastro i dati fondamentali del volo del Minuteman

Meno di un'ora dopo il lancio del Minuteman dalla rampa per missili di Cape Canaveral si aveva già a disposizione per l'analisi dei calcolatori scientifici un nastro magnetico con la registrazione dei dati più importanti riguardanti il lancio.

I registratori transistorizzati FM-600 a Cape Canaveral e quelli collegati di Grand Balama e di San Salvador ricevettero per 12÷15 minuti i segnali delle telemisure emesse dal sistema di teleguida del missile. Con il sistema di registrazione su nastro ad alta velocità si è avuta la possibilità di fissare in modo permanente tutte le informazioni che serviranno per le successive elaborazioni degli esperti civili e militari.
L'accensione di tutti e tre gli stadi del Minuteman a propellente solido aveva lo scopo di controllare con una sola prova tutti i componenti dell'arma; un sistema questo per accelerare i tempi di sviluppo e per ridurre i costi della prova. Il merito di avere accorciato i programmi di sviluppo, tanto che attualmente i lavori sono in anticipo di ben un anno sull'avanzamento previsto, è dovuto sopratutto alla Boeing Airplane Coporation.
Nel dicembre del 1959 il primo dei 17 registratori magnetici Ampex FR-600, ordinati per il controllo del Minuteman, veniva spedito allo stabilimento di Seattle della Boeing. Dopo le prime prove effettuate a Seattle, la maggior parte dei registratori Ampex venne spedita alla sede di Cape Canaveral per delle prove piú impegnative.

Gli ultimi modelli FR-600 impiegati nel controllo del Minuteman sono stati costruiti in modo da potere registrare fino ad una frequenza di 500 kHz con una velocità del nastro di 120 pollici/sec. Si ha cioè una larghezza di banda doppia di quella dei primi modelli. Le informazioni vengono registrate ad una velocità di 350.000 bit al secondo con un avanzamento del nastro di 60 pollici/sec. Per la costruzione si è usato un sistema modulare integrale che permette di raggiungere una durata di registrazione esente da qualsiasi inconveniente di almeno 750 ore in tutti i modelli.
I registratori Ampex fanno parte di un avanzatissimo sistema di raccolta dei dati che concorrerà ad accelerare lo sviluppo del Minuteman.
Per la trasmissione dei dati non si è usato il sistema FM, ma si è preferito il sistema PCM (modulazione del codice degli impulsi) di telemisure digitali che ha la massima importanza nel campo dei controlli dei voli missilistici a causa dei suoi numerosi vantaggi:
1. si possono trasmettere più variabili di funzionamento ad alta velocità con le campionatura sequenziale, il multiplex e la trasmissione digitale;
2. le informazioni analogiche sono convertite immediatamente in codice binario in modo da ottenere un'alta precisione durante la trasmissione e la conservazione dei dati;
3. i dati digitali possono essere passati direttamente ai calcolatori;
4. si hanno dei segnali praticamente privi di disturbi e molto adatti per la registrazione su nastri.
Il sistema PCM impiegato nel Minuteman è stato realizzato dalla Radialion Incorporated. Esso comprende un multiplex a basso livello che permette di inviare ad uno delle parecchie centinaia di canali disponibili i dati forniti da tensiometri, termocoppie, ecc. Il circuito multiplex permette di ridurre di 1000 volte l'errore che si aveva precedentemente con i normali sistemi a basso livello (*g.b.*)

Il secondo simposio internazionale delle scienze spaziali

Dal 10 al 14 aprile 1961 ha avuto luogo a Firenze, in Palazzo Pitti, il 2° Simposio internazionale sulle scienze spaziali, promosso dal «Committee on Space Research» (COSPAR) ed organizzato dal Consiglio Nazionale delle Ricerche italiano. Il Simposio è stato preceduto e seguito (dal 7 al 9 aprile e dal 15 al 18 aprile) dal Congresso del COSPAR, riservato ai delegati nazionali, in cui sono state prese in esame questioni organizzative ed amministrative dell'Ente e delle altre Unioni scientifiche internazionali AU (astronomia); IUB (biochimica); IUBS (scienze biologiche); IMU (matematica); IUTAM (meccanica teoretica ed applicata); IUPAP (fisica pura ed applicata); IUPAC chimica pura ed applicata); IUPS (fisiologia); URSI (radiotelefonia); IUGG (geodesia e geofisica).
Tra queste Unioni, il COSPAR è quella che promuove su scala internazionale il progresso di ogni specie di ricerca scientifica condotto per mezzo di razzi o di veicoli con propulsione a razzo.

Presidente del COSPAR è il Prof. H. C. van De Hulst (Olanda); Vice Presidenti sono l'Accademico A. A. Blagonravov (Unione Sovietica) e il Dott. R. W. Porter (Stati Uniti d'America). Presidente del Comitato organizzatore italiano del 2° Simposio, il Prof. Giovanni Polvani, Presidente cel Consiglio Nazionale delle Ricerche (Italia).
Ai lavori del 2° Simposio hanno partecipato circa 250 scienziati, in rappresentaza di 18 Paesi: Argentina, Australia, Belgio, Canada, Cecoslovacchia, Francia, Giap-

pone, India, Italia, Norvegia, Paesi Bassi, Polonia, Regno Unito, Repubblica Federale Tedesca, Stati Uniti d'America, Sud Africa, Svizzera, U.R.S.S. Sono state presentate circa 120 relazioni scientifiche suddivise in 7 temi. La lingua ufficiale del Simposio era l'inglese.

Le manifestazioni del Simposio nella prima giornata di lavori del 10 aprile, si sono svolte nel seguente ordine cronologico: 1) Apertura dei lavori scientifici con una prolusione del Prof. G. Polvani ed una prolusione del Prof. H. C. van De Hulst; 2) Presentazione dei Rapporti nazionali; 3) Solenne inaugurazione del 2° Simposio, in Palazzo Vecchio, con discorsi del Sindaco di Firenze; del Prof. G. Polvani, Presidente del C.N.R.; del Prof. H. C. van De Hulst, Presidente del COSPAR e del Sen. G. Bosco, Ministro della Pubblica Istruzione. *(i.s.)*

Un nuovo complesso per la determinazione del ROS e del valore di attenuazione di componenti RF o circuiti è stato annunciato dalla TELONIC INDUSTRIES, INC. Il complesso di misura (SP160) opera su una gamma tra 200...475 MHz e usa un generatore sweep SD-2M. Ulteriori informazioni potranno essere ottenute dalla Agenzia italiana della SYLVAN GINSBURY LTD., Milano.

Immesso in orbita e ricuperato un satellite contenente un uomo

Il giorno 12 aprile 1961, l'U.R.S.S. ha immesso in una orbita equilibrata circumterrestre un satellite contenente, per la prima volta, un uomo.

Il satellite, il cui « volo » è stato telecomandato dal posto di controllo a terra, dopo avere compiuto il periplo intorno alla Terra, è stato ricuperato in territorio sovietico. L'astronauta si è dichiarato indenne.

Le comunicazioni ufficiali a tale riguardo sono state fornite dall'emittente di Radio Mosca, il 12 aprile u.s., nella seguente successione.

Il 12 aprile 1961, nell'Unione Sovietica è stata lanciata in orbita intorno alla Terra la prima nave spaziale del mondo denominata « Vostok » con un uomo a bordo.

Il primo navigatore spaziale è un cittadino dell'Unione Sovietica, il maggiore pilota Yuri Gagarin.

La partenza del missile cosmico a più stadi è avvenuta normalmente e dopo il raggiungimento della prima velocità cosmica e la separazione dell'ultimo stadio del missile vettore, la nave « Vostok » ha cominciato il suo volo libero su un'orbita intorno alla Terra.

Secondo i dati preliminari, il periodo di rivoluzione della nave spaziale intorno alla Terra è di 89'1''. La distanza minima della Terra (perigeo) è di 175 chilometri e quella massima (apogeo) è di 302 chilometri. L'angolo di inclinazione del piano orbitale sull'Equatore è di 65 gradi e 4 minuti.

Il peso della nave spaziale con il pilota è di 4.725 chili escluso il peso dello stadio finale del razzo vettore.

È stato stabilito e viene mantenuto un collegamento radio nei due sensi con il pilota Gagarin. Le frequenze delle trasmittenti ad onde corte sono di 9,019 MHz e di 20,006 MHz e nella banda delle onde ultracorte di 143,625 MHz.

L'osservazione delle condizioni fisiche del cosmonauta viene fatta mediante un sistema radiotelemetrico ed un sistema televisivo.

Il pilota Gagarin ha sopportato in modo soddisfacente il periodo di ingresso in orbita della nave spaziale « Vostok » e attualmente si sente bene. I sistemi che assicurano le necessarie condizioni vitali nella cabina della nave spaziale satellite funzionano normalmente. La nave spaziale « Vostok » con il pilota cosmonauta Gagarin prosegue il suo volto in orbita.

Alle 9,22 (7,22 italiane) l'astronauta stava bene e si trovava al di sopra dell'America del Sud. Egli ha inviato a quell'ora il seguente messaggio: « Il volo prosegue normalmente. Sto bene ».

Alle 10,15 (8,15 italiane), trovandosi al disopra dell'Africa, Gagarin ha comunicato: « Sto sopportando bene lo stato di assenza di peso ».

Alle ore 10,25 (8,25 italiane) – diceva il comunicato – dopo aver compiuto il periplo intorno alla Terra conformemente al programma prestabilito, è stato messo in azione il sistema di frenaggio e di propulsione e la nave spaziale « Vostok », con l'astronauta maggiore Gagarin, ha cominciato a discendere dall'orbita per atterrare in un punto prestabilito dell'Unione Sovietica.

Alle 10,55 (8,55 italiane) il maggiore sovietico Yuri Gagarin è atterrato in buone condizioni nella parte occidentale dell'Unione Sovietica.

Nella tarda mattinata era stata data un'altra notizia sul volo, e cioè era stato annunciato che la partenza era avvenuta alle 9,7, ora di Mosca. Yuri Gagarin era quindi rimasto nello spazio un'ora e 48 minuti.

Nella conferenza-stampa tenuta in Firenze, a Palazzo Pitti, dall'Accademico A. A. Blagonravov e dalla Prof. A. G. Masevich, ambedue facenti parte dell'Accademia delle scienze di Mosca, sull'esperienza compiuta il 12 aprile in U.R.S.S., non si avevano maggiori particolari di quelli comunicati da Radio Mosca.

Il Dott. R. W. Porter, rappresentante dello « Space Science Board » dell'Accademia nazionale di scienze degli Stati Uniti, rilasciava, lo stesso giorno, a Palazzo Pitti, la seguente dichiarazione:

« Gli scienziati degli Statu Uniti sono lieti del successo tecnologico raggiunto dagli ingegneri e dai medici sovietici nonchè dallo astronauta russo, in quanto esso rappresenta un altro passo compiuto nell'esplorazione dello spazio ed accrescerà le nozioni dell'umanità sia per quanto riguarda l'uomo sia per quanto riguarda l'universo in cui vive.

«Sono sicuro che questo primo passo compiuto dall'uomo nello spazio, stimolerà le iniziative di tutti gli uomini del mondo e condurrà a futuri successi nei campi dell'ingegneria e della scienza ». *(i.s.)*

Ampliamento degli stabilimenti della Autovox S. p. A. a Roma

Fig. 1 - Visione panoramica degli stabilimenti della AUTOVOX nella valle tiberina, lungo la via Salaria.

SONO TRASCORSI otto anni da quel giorno del 1953 in cui furono inaugurati i moderni impianti AUTOVOX che sorgono sulla via Salaria e dal quel giorno, in otto anni, lo sviluppo produttivo e di qualità ha creato una situazione di grande favore per la produzione di televisori, radio e autoradio AUTOVOX in tutto il mondo.

La prospettiva di nuovi mercati all'estero ha posto la necessità di realizzare nuove strutture produttive.

Alla fine del 1960 veniva quindi dato inizio alla costruzione di un nuovo grande fabbricato a due piani dove al piano terra sarà alloggiata la preparazione dei componenti elettrici per le autoradio e per i televisori; mentre al primo piano saranno sistemate le linee di montaggio dei ricevitori per auto. La costruzione copre una superficie di 3.500 metri quadrati ed avrà una cubatura di 20.000 metri cubi.

Nella progettazione del nuovo fabbricato si è tenuto conto di tutti gli accorgimenti più moderni per la massima funzionalità degli impianti e per creare un confortevole ambiente di lavoro.

Nel fabbricato, che sarà compiuto entro il mese in corso, il lavoro inizierà subito per soddisfare le numerose richieste che pervengono da ogni parte del mondo.

La necessità di ampliamento non si esauriscono con quanto si stà facendo: è già in avanzato studio il progetto per un ulteriore fabbricato che coprirà la superficie di 5.400 metri quadrati e che dovrà accogliere nuove linee per una maggiore produzione di apparecchi televisivi. *(s.a.)*

Fig. 2 - Il nuovo stabilimento in fase di completamento, copre una superficie di 3,500 m². In esso saranno sistemate le linee di montaggio dei ricevitori per radio.

Amplificatori di potenza Philips serie «special quality»

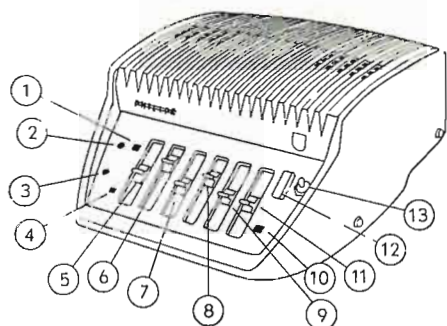



Fig. 1 - Comandi a pannello identici per le tre versioni: EL 6405 - 20 W; EL 6415 - 35 W; EL 6425 - 70 W.
1) Correzione acustica al canale 1 (eccettuato il tipo EL 6405); 2) predisposizione potenziometrica al canale 1 (eccettuato il tipo EL 6405); 3) predisposizione potenziometrica al canale 2 (eccettuato il tipo EL 6405); 4) correzione acustica al canale 2 (eccettuato il tipo EL 6405); 5) comando canale microfonico 1; 6) comando canale microfonico 2; 7) canale fono 3; 8) canale fono 4; 9) controllo frequenze basse; 10) limitatore (eccettuato il tipo EL 6405); 11) controllo frequenze alte; 12) indicatore ottico di volume (solo per il 70 W); 13) interruttore di alimentazione.

Col porre a disposizione di quanti, per ragioni di studio, ricerca e lavoro, hanno problemi audio da risolvere e quindi la ragionevole necessità di inquadrare sul mercato una serie di apparecchiature non professionali, ma con caratteristiche eccellenti e prodotte in larga serie, la Philips ha dato un nuovo interessante impulso alla propria sezione elettroacustica optando per quanto di più versatile, moderno e funzionale potesse essere richiesto in questo settore.
Una rivoluzionaria realizzazione che porta, come consuetudine da parecchi anni, affermazioni sempre più interessanti nel campo specifico che raccolse a suo tempo i più lusinghieri plausi, da parte dei più noti centri di ricerca, per aver dato avvio ad una scienza acustica applicata.
Edilizia, indagini mediche, studio di ambientazione fonica, compensazione acustica di deficenze architettoniche, videro, tra le molte, le più felici applicazioni di principi che ora — sintetizzati — vengono costantemente inquadrati come necessaria versatilità di impiego delle attrezzature audio.
Ne consegue una ancora più necessaria esperienza da parte dei costruttori, una sempre più precisa valutazione delle caratteristiche da porre in rilievo e un equo bilanciamento dei valori di efficenza-versatilità. Con la serie « Special Quality » si è ottenuto:
— Un amplificatore presentato con un eccellente disegno industriale, composto e componibile in modo da adattarsi a qualsiasi esigenza estetica d'installazione e di ispezionabilità.
— Un amplificatore che offre il massimo dell'economia e si adatta alle più elevate norme di praticità.
Contiene quanto di più moderno e razionale sia stato finora prodotto quanto a componenti e circuiti; una composizione di pannello-comando quanto mai semplice ed intellegibile anche ad occhi e mani inesperti. Lo speciale uso di potenziometri a slitta sul pannello, oltre a consentire una molto precisa messa a punto dei comandi, presenta una più delicata ed uniforme variazione resistiva in rapporto ai normali potenziometri a cursore rotante.
La figura 1 mostra la disposizione dei comandi che sono inseriti sul pannello.
La serie « S Q » si compone di 3 unità identiche esteriormente e contenute in custodia di alluminio verniciate in grigio neutro: EL 6405 da 20 W; EL 6415 da 35 W ed EL 6425 da 70 W.

1. - CENNI GENERICI SULL'INSTALLAZIONE

Ognuno di questi amplificatori può essere montato sia verticalmente che orizzontalmente. La particolare struttura forata di ventilazione permette in qualsiasi condizione di lavoro il mantenimento di una temperatura costante.
La piastra di fondo di ogni amplificatore SQ è provvista di fori per consentire con estrema facilità il montaggio a muro. In molti casi questo genere d'installazione presenterà il vantaggio di una notevole riduzione di ingombro, qualora gli spazi disponibili non siano eccessivi. Gli amplificatori possono normalmente essere adagiati su un tavolo; un particolare sistema di sospensione ne assicura la completa stabilità. Per installazioni permanenti, è possibile nascondere ogni cavo di alimentazione, di uscita e di entrate varie in un condotto che, fissato sul tavolo, consentirà il passaggio dei cavi suddetti dall'amplificatore ai punti di giunzione più appropriati.
È anche possibile uniformare l'amplificatore per montaggi in armadi (racks): l'installazione avverrà su pannelli da 19 pollici, dopo che la copertura di protezione dell'apparato elettronico sarà stata tolta. Il pannello di controllo sarà quindi posizionato verticalmente, sì da consentire un'estrema facilità di manovra sul fronte dell'armadio.
Gli amplificatori possono essere facilmente trasportati, racchiusi in una custodia che raggiunge le dimensioni tipiche di quelle per macchine da scrivere.

2. - INTERNI ED ACCESSORI

Tolta la copertura protettiva, l'interno dell'amplificatore rivela la precisione e la cura dedicata al'approntamento dei circuiti ed al loro sviluppo. Tutti i componenti sono disposti all'interno con logica convenienza e facile estraibilità.
Il circuito stampato facilita non poco la messa a punto di ogni particolare.
Un sistema completo di accessori e parti ausiliarie, concepito in piccole unità standardizzate, è stato sviluppato per venire incontro ad ogni evenienza pratica. Il disegno razionale consente a questo proposito una quanto mai rapita intercambiabilità delle parti e di ogni componente aggiuntivo.
Ogni componente aggiuntivo è studiato per adattarsi immediatamente e con assoluta sicurezza di funzionamento alle prese già predisposte nel circuito; questo numero di accessori, che è pratica-

mente realizzato per la nuova serie di amplificazione « S Q », garantisce quindi una eccezionale versatilità.

Sono, tra l'altro, possibili: collegamenti microfonici e collegamenti di linea più estesi del consueto, incremento numerico delle entrate microfoniche, connessioni precise con apparati di elevatissima fedeltà, telecomando di accensione della tensione anodica, correzione acustica, filtri ed equalizzatori realizzati ad attacco con piedini identici alla zoccolatura valvolare, ecc. ecc. Eliminate, quindi, tutte le preoccupazioni relative alla saldatura, taratura, e scelta di circuito. Il complesso può lavorare in ambienti con temperatura variabile tra —15° e +45° C e 10% di oscillazione in tensione.

Le valvole usate come finali sono le ben note EL 36 valvole che hanno già fatto molto parlare di sè a proposito dei circuiti televisivi.

La tensione anodica colla quale lavorano, non eccedendo i 320 V, permette una quanto mai favorevole linearità di uscita che risulta praticamente migliorata in risposta e dinamica.

I tipi da 35 e da 70 W hanno un'uscita a 4 V, che può essere usata per connessioni con altoparlanti di controllo o cuffie adempienti le stesse funzioni, ciò per agevolare eventuali applicazioni di unità di controllo durante la registrazione o qualsiasi altra attività di studio. Inoltre i 35 e 70 W sono provvisti di limitatore.

Sono poi previsti, all'ingresso dei canali microfonici, due preposizionatori che permettono la regolazione massima delle slitte potenziometriche onde evitare eccessive elargizioni di potenza e reazioni Larsen.

Il 70 W è provvisto di indicatore ottico EM 84 perfettamente tarato per misurare la piena uscita dell'amplificatore.

3. - CORREZIONE ACUSTICA

Le note basse della voce umana sono relativamente forti e possono talvolta causare eccessivi carichi all'ingresso dell'amplificatore e conseguentemente agli altoparlanti. Spesso, non essendo le note basse facilmente orientabili come, al contrario, può essere fatto per le note alte tramite l'uso di colonne sonore, esse causano effetti sgradevoli di riverberazione e producono reazione acustica se la loro propagazione incontra la linea microfonica dalle quale sono state generate.

Pertanto, dato che la sezione bassa dello spettro audio non è da considerarsi parte essenziale del fattore intellegibilità nel parlato, si è ritenuto opportuno, nella serie « S Q », corredare ciascun ingresso microfonico di un correttore acustico. In pratica questa correzione consiste in una certa limitazione delle note basse contenute nella modulazione.

Ciò aumenta sensibilmente l'intelligibilità dei suoni riprodotti e riduce, nell'ambiente in cui si propagano, gli effetti di riverberazione, consentendo quindi maggiori volumi di riproduzione.

La correzione acustica, agendo solo sulle linee microfoniche, permette la completa riproduzione di tutte le frequenze audio provenienti da sorgenti musicali quali nastro magnetico, disco, radio, ecc.

Estensione in frequenza: 50 ÷ 15000 Hz ± 1 dB assolutamente controllata ed effettiva. *A*

« Il cervello » della fabbrica automatizzata è costituito dall'impianto elettronico per la elaborazione dei dati. La E.M.I. ELECTRONICS LTD. di Hayes (Middlesex, Inghilterra) ha recentemente esposto la « Emidec », capace di preparare i conti paga e di procedere all'analisi del costo del personale, per 60.000 dipendenti. Le attrezzature per la programmazione ed il funzionamento sono state scelte dopo uno studio approfondito e dopo una lunga pratica della elaborazione di dati commerciali ed industriali.

La macchina è tutta a transistori e nuclei magnetici sono usati come elementi di immagazzinamento e di circuito logico. L'uso della logica nucleo-transistore, di cui la E.M.I. è stata antesignana, unitamente ai circuiti stampati, assicura un grado di sicurezza di servizio mai raggiunto prima d'ora.

Un nuovo voltmetro c.c. a zero centrale con alta impedenza d'ingresso (10 MΩ, nella scala di massima sensibilità, e 200 MΩ nella portata di 300mV e oltre) ed elevata sensibilità (1 mV f.s.) è stato recentemente presentato dalla HEWLETT-PACKARD Co. I terminali d'ingresso del voltmetro sono isolati da massa e consentono il funzionamento fino a 500 V c.c. a 130 V c.a. dal potenziale di massa. È il modello 413A.

Realizzato un elaboratore per le esigenze della tecnica militare

È stato progettato e realizzato dalla REMINGTON RAND un Elaboratore per uso generale — l'Univac 1206 « Military Real Time Computer » — costruito però per rispondere in particolare alle esigenze proprie della tecnica militare: quindi particolarmente adatto ad operare nelle più disagiata condizioni di urto e di vibrazioni. Progettato per l'eleborazione di grandi quantitativi di complessi dati, l'Univac 1206 accentua le caratteristiche offerte dall'Univac 490 consistenti nella memoria ad accesso casuale e nella facilità di comunicazione con una larga serie di unità periferiche distanti. Le attrezzature dell'elaboratore in fatto di accesso casuale consentono di prelevare e immagazzinare informazioni nella memoria a nucleo di ferrite in ogni sequenza e in ogni momento.

Fra le applicazioni tipiche del 1206 si possono annoverare l'analisi di dati tecnici, la strumentazione a largo raggio, la guida in « tempo reale », la simulazione, il controllo tattico, le comunicazioni digitali, la soluzione di sistemi matriciali, l'analisi ed ogni altra applicazione richiedente ad un tempo una grande robustezza di costruzione e una raffinata capacità di calcolo.

Le operazioni interne vengono effettuate col sistema binario parallelo con una istruzione di 30 bit e con possibilità di parole con 15-30 bit. Le istruzioni sono del tipo ad indirizzo unico con un tempo medio d'esecuzione di 14 microsecondi. L'Elaboratore non ha bisogno di essere manovrato durante le operazioni. Alloggiato com'è in un solo armadio l'Univac 1206 offre anche un agevole accesso alla manutenzione.

L'Elaboratore centrale, comprendente anche un completo pannello di controllo, è contenuto in un armadio profondo 84 cm, lungo 94 e alto 165. L'energia è fornita da un motore a 60 periodi in entrata e 400 in uscita. Il consumo totale di energia è di 2400 W. Il raffreddamento è a circolazione forzata di aria, con un recuperatore di calore, se richiesto. Il cablaggio può essere impiantato in alto o in cunicoli sottostanti il pavimento. L'Elaboratore viene agevolmente installato su nave o su carro rimorchio senza che occorrano modificazioni di sorta. *(i.s.)*

Refrigerazione termoelettrica con materiali semiconduttori

Le attività perseguite dal nuovo Centro per ricerche Hirst della G.E.C., a Londra, fanno intravedere la possibilità di una vera e propria rivoluzione nei sistemi di refrigerazione.

Gli elementi utilizzati consistono di piccoli blocchi semiconduttori composti di lamine di telloruro di bismuto e antimonio, collegate elettricamente. Alimentati mediante corrente continua, questi elementi si raffreddano su di una delle loro facce. Le installazioni sono completamente silenziose e non richiedono motori, tubazioni o impiego di gas. Esse permettono di ottenere delle differenze di temperatura di 60 gradi centigradi tra le due facce di un elemento. Per delle differenze meno pronunziate può essere ottenuto un potere refrigerante di 15 W.

Questo sviluppo è il risultato di ricerche approfondite circa i nuovi materiali-semiconduttori. Sono stati scoperti composti artificiali semiconduttori con proprietà termoelettriche notevoli. Le ricerche hanno ora raggiunto un punto in cui i nuovi materiali possono essere impiegati per dei sistemi di raffreddamento. Già essi vengono usati in varie applicazioni scientifiche e mostrano di essere suscettibili di varie altre applicazioni: per esempio, per mantenere freddi i cibi contenuti in cassette da trasportarsi.

Nel campo degli strumenti, piccoli blocchi refrigeranti possono essere usati per il raffreddamento di uno specchio da igrometro o di cellule infrarosse, oppure di deflettori situati in pompe a diffusione dell'olio, impedendo l'espansione di vapore. I blocchi possono essere usati anche in modo da ottenere del ghiaccio.

Un elemento, fissato sul fianco di una scatole metallica isolata, con una lamina all'interno della detta scatola e un'altra in un radiatore alettato, consente un efficace raffreddamento, atto a conservare i cibi. All'interno della scatola può essere mantenuta una temperatura di 7-10 gradi centigradi, per temperature ambientali che raggiungono i 32 gradi. *(i.s.)*

Con il «Vertistat» i satelliti mantengono l'assetto

Un nuovo dispositivo, ingegnoso quanto semplice, per tenere i satelliti artificiali lungo l'orbita sempre con lo stesso lato rivolto verso la Terra, è stato ideato dal dr. Lawrence J. Kamm e costruito dalla GENERAL DYNAMICS CORPORATION. Il « Vertistat », come il dispositivo viene denominato, si basa sul principio secondo cui, in un corpo molto allungato in orbita intorno alla Terra, la gravità esercita un'attrazione molto maggiore sul lato del satellite più vicino alla superficie del nostro pianeta, mentre la forza centrifuga agisce sul lato opposto impedendogli di portarsi più vicino alla Terra.

In effetti, il « Vertistat » è un semplice dispositivo meccanico che consente di « allungare » un satellite dopo che questo entra in orbita. Il dispositivo consta principalmente di un tubo lungo oltre 30 metri che si svolge come un metro flessibile dalla sommità del satellite. In riposo, il tubo è piatto, mentre durante lo svolgimento assume la sezione circolare. *(u.s.)*

Il nuovo centro di trasmissione TV in costruzione a Mosca

Si sono iniziati alla periferia di Mosca i lavori per la costruzione di un nuovo telecentro che risolverà radicalmente le attuali necessità di servizio ed estenderà notevolmente la zona di ricezione.

Presentemente, le emissioni comprendono due programmi in bianco e nero ed una trasmissione sperimentale a colori di piccola potenza. Le frequenze sono rispettivamente nella gamma di 48-56,5 MHz (I canale) per il primo programma con le potenze video ed audio di 15 kW, mentre il secondo programma viene emesso sul III canale (74,0-86,0 MHz) con una potenza video di 5 kW ed audio di 2,5 kW; le antenne dei due trasmettitori sono alte rispettivamente 150 e 110 metri.

La trasmissione a colori viene effettuata con potenza video di 100 W ed audio di 30 W.

La zona circolare servita dal primo programma, data la conformazione del terreno, ha un raggio di circa 60-70 km, mentre quella servita dal secondo ha un raggio di 60 km.

Queste prestazioni risultano alquanto insufficienti sia come area servita, sia come numero dei programmi: il nuovo telecentro permetterà di estendere la zona servita fino ad un raggio di 120-130 km e permetterà inoltre l'emissione contemporanea di ben cinque programmi televisivi di cui quattro in bianco e nero ed uno a colori. Sarà anche possibile l'interallacciamento con programmi di altre città della Russia e di centri oltre confine.

I cinque programmi comprendono le seguenti trasmissioni: il primo programma è dedicato essenzialmente alla comunicazione di notiziari, il secondo ai concerti e manifestazioni simili, il terzo trasmetterà in collegamento con altri telecentri anche esteri. Il quarto programma sarà dedicato esclusivamente a trasmissioni scolastiche anche a livello universitario, ed il quinto sarà a colori. È prevista inoltre l'emissione di sei programmi radiofonici.

Il telecentro sarà tutto compreso in una unica costruzione a forma di torre. Questa consterà di due parti: la prima, alta da terra 384 metri, sarà costruita in cemento armato precompresso, mentre la seconda, che raggiungerà la quota di 520 metri, di acciaio a forma di cono, porterà le antenne dei trasmettitori sottostanti. Il diametro della torre alla base sarà di soli 65 metri.

Nella parte inferiore della torre, fino a quota 51 m, prenderanno posto in undici piani le apparecchiature principali di trasmissione dei quattro programmi televisivi ed i sei programmi radiofonici in U.H.F.

A quota 120-140 metri, verranno dislocate le stazioni terminali di trasmissione dei programmi provenienti o diretti in altre città della Russia od estere.

A quota superiore, a 250 metri, saranno dislocate le apparecchiature per la ritrasmissione di riprese dirette esterne, da stadi, teatri ed in genere altre non eseguite negli studi. Nella parte inferiore del segmento in ferro della torre, da 340 a 360 metri, saranno disposte le apparecchiature per la trasmissione del quinto programma.

Sulla torre verrà aperto un ristorante per i gitanti arrivati a godere il vasto panorama di Mosca e della pianura circostante, che si offrirà ai loro occhi da opposite terrazze costruite a varie altezze. Alle terrazze si arriverà dal basso mediante tre ascensori di 1000 kg. di portata ciascuno, che saliranno alla velocità di 5 m/sec. e che assicureranno la salita a 350 metri in meno di due minuti.

Le trasmissioni saranno effettuate alle frequenze comprese sul I e III canale. L'VIII canale servirà per le trasmissioni a colori. Le potenze delle trasmittenti in bianco e nero saranno di 50/15 kW ciascuna, mentre le trasmittenti radiofoniche U.H.F. in F.M. avranno una potenza di 15 kW. Il trasmettitore del programma televisivo a colori avrà una potenza video di 25 kW ed audio di 7,5 kW.

È previsto un ulteriore trasmettitore a colori fino a raggiungere una potenza complessiva di 50 kW audio.

È interessante notare che la costruzione di un unico telecentro di tali dimensioni deriva da considerazioni economiche evidenti, in quantochè per l'irradiazione di cinque programmi televisivi col semplice potenziamento degli attuali impianti sarebbe stata necessaria la installazione di un grande numero di ripetitori; la spesa complessiva sarebbe stata molto superiore a quella della costruzione unitaria. *(p.q.)*

Un collegamento radio sperimentale ha due scuole inglesi, nei pressi di Londra, consente scambi di programmi. L'esperimento è stato condotto con successo a cura della HIGH TELEVISION DEFINITION LTD., PYE LTD., di Cambridge.

All'Hammersmith Hospital di Londra le indagini radiografiche vengono condotte frequentemente mediante un sistema di TV a circuito chiuso. Il sistema, oltre ad assicurare una non indifferente protezione contro l'esposizione ripetuta del medico ai raggi X, consente di rendere accessibile d'indagine stessa a un numero anche notevole di medici o di studenti.

Abbonati Rai-TV a fine marzo

Gli abbonati alle radiodiffusioni in Italia a fine marzo 1961 hanno raggiunto la cifra di 8 milioni 200 mila di cui numero 2 milioni 415 anche alla televisione.

In confronto al 31 dicembre '60, a quanto informa l'agenzia economica finanziaria, gli abbonati alle radiodiffusioni risultano aumentati di 194 mila 632 e gli abbonati anche alla TV di 291 mila 455. *(v.o.)*

Considerazioni di ordine generale sugli amplificatori di alta qualità*

(parte seconda di due parti)

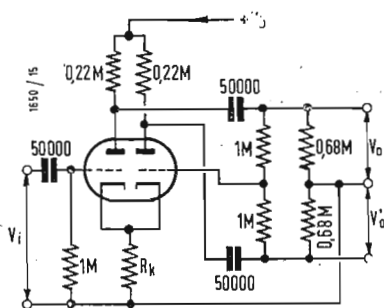



Fig. 10 - Circuito invertitore di fase ad alto guadagno, ma con considerevole distorsione.

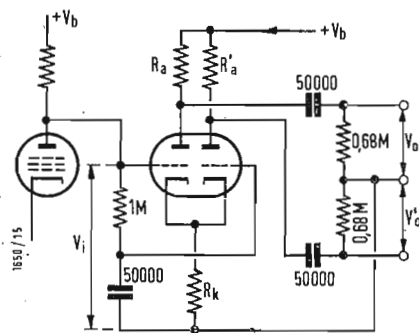



Fig. 11 - Circuito invertitore di fase ad accoppiamento catodico. Il guadagno realizzato in questo circuito è metà di quello di fig. 10, ma in compenso la distorsione è bassa.

* Philips, Bollettino Tecnico d'Informazione

9. - INVERTITORE DI FASE

Lo stadio finale in push-pull deve essere pilotato da uno stadio invertitore di fase, il quale deve fornire alle griglie delle valvole finali due segnali di uguale ampiezza, ma in opposizione di fase. Tali segnali devono essere ben bilanciati e con bassa distorsione. Se si riesce in questo stadio ad avere un buon guadagno, tanto meglio. Un guadagno elevato infatti offre il vantaggio di permettere un ridotto numero di stadi per cui la rotazione di fase risulta minima e conseguentemente si ottiene una buona stabilità anche impiegando valori elevati di controreazione.

Alcuni costruttori preferiscono avere un guadagno elevato a costo di introdurre un'inevitabile distorsione che poi riducono ad un valore accettabile introducendo un più elevato fattore di controreazione; altri invece preferiscono avere uno stadio invertitore di fase che guadagni poco e che abbia quindi un minimo di distorsione.

Un circuito tipico impiegato dai costruttori del primo gruppo è dato in fig. 10 mentre nella fig. 11 è indicato uno stadio invertitore di fase « ad accoppiamento catodico » il quale invero ha una bassa distorsione e un guadagno molto basso. Il massimo segnale ottenibile alla sua uscita è infatti molto inferiore a quello fornito dal circuito della fig. 10. Entrambi questi circuiti possono impiegare il doppio triodo ECC 83 ad alto μ; nella Tabella 2 diamo le condizioni di funzionamento.

Nei triodi la distorsione diminuisce linearmente al diminuire della tensione d'uscita. Con i valori di 20 V_{eff} a 250 V di alimentazione e di 35 V_{eff} a 350 V la distorsione del circuito di fig. 10 è 3,2% e 2,7% rispettivamente, mentre essa diventa 1,8% in entrambi i casi qualora si impieghi il circuito ad accoppiamento catodico. Il primo circuito ha il vantaggio di fornire una maggiore tensione d'uscita, il secondo quello di offrire una più bassa distorsione e inoltre una minima rotazione di fase in quanto l'anodo del primo stadio può essere accoppiato direttamente alla griglia dell'invertitore di fase. Dato che il quadagno ottenuto con il doppio triodo ECC83 impiegato nel circuito ad accoppiamento catodico è ancora accettabile, tale circuito vien largamente preferito dai costruttori di amplificatori ad alta fedeltà.

La tensione di pilotaggio richiesta dai pentodi EL 34 per la massima uscita è circa 2 × 25 V_{eff} mentre i pentodi EL 84 richiedono 2 × 10 V_{eff}. Queste condizioni valgono in entrambi i casi per il funzionamento a triodo, a pentodo e per l'ultralineare. Ciò implica che, quando il circuito di fig. 10 è impiegato in un amplificatore senza controreazione, la tensione necessaria all'ingresso della ECC 83 deve essere dell'ordine di 0,4 V_{eff} per lo stadio che precede 2 × EL 34 con 350 V di tensione anodica; con un invertitore di fase ad accoppiamento catodico si richiede-

Tabella 2. - Condizioni di funzionamento del tubo ECC83 in due circuiti invertitori

Invertitore di fase	Fig. 10		Fig. 11		
Tensione anodica	250	350	250	350	V
Resistenza catodica	1200	820	68000	82000	Ω
Resistenza anodica	0,22	0,22	0,1	0,15	MΩ
Tensione d'uscita	35	45	20	35	V_{eff}
Guadagno	58	62	25	27	
Distorsione totale	5,5	3,5	1,8	1,8	%

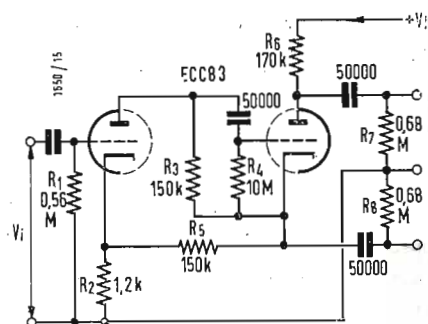



Fig. 12 - Circuito invertitore di fase con reazione e controreazione. Si può realizzare un guadagno di 220 con una buona stabilità e una buona risposta in frequenza. Con guadagni più alti l'attenuazione delle frequenze elevate diventa eccessiva.

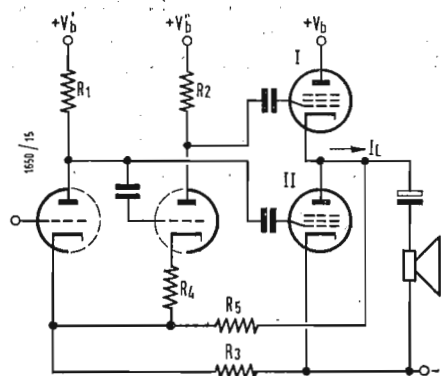



Fig. 13 - Circuito semplificato di un invertitore di fase a reazione collegato ad uno stadio push-pull finale senza trasformatore. La stabilità è ottenuta controreazionando dall'uscita all'entrata tramite R_5.

no invece circa 0,9 V_{eff}. Per il caso di 2 × EL 84 questi valori sono rispettivamente 0,17 e 0,4 V_{eff} con 250 V di tensione anodica.

Con 26 dB di controreazione i valori precedentemente assegnati alla tensione d'ingresso devono essere moltiplicati per il fattore 20. Ciò implica che l'invertitore di fase deve essere preceduto da uno stadio che normalmente è equipaggiato con il pentodo preamplificatore EF 86.

Alcuni costruttori sono inclini ad impiegare la valvola ECC 83 nei preamplificatori ad alta sensibilità. Si deve tenere presente però che per il doppio triodo ECC 83 viene assicurata l'assenza di microfonicità solo nel caso in cui venga fatto funzionare con una sensibilità massima di 50 mV per 5 W d'uscita e con un altoparlante con rendimento del 5 % posto nell'immediate vicinanze della valvola. È risaputo che alcuni costruttori hanno impiegato il doppio triodo ECC 83 per una sensibilità sino ad 1 mV; anche se alcuni esemplari hanno dato ottimi risultati, una tale prestazione non si può richiedere dalla maggior parte di dette valvole.

Per la produzione in serie, in modo speciale dei magnetofoni e degli altri apparecchi che hanno incorporato l'altoparlante, non si consiglia di seguire la strada precedente, ma si raccomanda l'uso del pentodo EF 86 antimicrofonico appositamente creato per questi impieghi.

Se questa valvola viene fatta funzionare al massimo guadagno, come solitamente accade in pratica, la sensibilità complessiva dell'amplificatore diventa troppo elevata per poter impiegare un sensibile fonorivelatore a cristallo. In un amplificatore da 16 W questo guadagno viene sfruttato per incorporare nell'amplificatore un controllo di tono veramente efficace. D'altra parte questa sensibilità diventa insufficiente nel caso di fonorivelatori magnetici o di microfoni. Gli attuali amplificatori quindi sono muniti di un preamplificatore separato in cui sono contenute tutte le regolazioni e i circuiti equalizzatori.

Tenendo presenti queste circostanze è stato sperimentato un nuovo tipo di invertitore di fase in cui la combinazione di reazione e controreazione ha consentito di ottenere un guadagno veramente elevato unitamente ad una buona stabilità e ad una distorsione relativamente basse. Con questo circuito si ottiene facilmente un guadagno di 800, le frequenze più alte dello spettro udibile vengono però attenuate considerevolmente. È per questo che nel circuito di fig. 12 il guadagno è stato ridotto a circa 220.

L'anodo della sezione di sinistra del doppio triodo ECC 83 è alimentato dal catodo della sezione di destra. Il terminale freddo della resistenza catodica di quest'ultimo è collegato al catodo del primo per cui il fattore di reazione delle sezione di destra supera il fattore di controreazione della sezione di sinistra.

La reazione tramite R_2 condurrebbe facilmente a fenomeni di instabilità se il lato freddo di R_3 non fosse collegato al catodo della sezione di destra. Dato che questa tensione catodica è in fase con la tensione dell'anodo della sezione di sinistra, ne deriva l'applicazione di una controreazione aggiuntiva.

Questo tipo di invertitore di fase, seguito da uno stadio push-pull convenzionale e con una controreazione di 26 ÷ 30 dB applicata a tutto l'amplificatore, rende superfluo un prestadio, se si impiega un preamplificatore separato contenente le varie regolazioni e l'equalizzatore.

10. - PREAMPLIFICATORE E INVERTITORE DI FASE PER UNO STADIO PUSH-PULL SENZA TRASFORMATORE

Uno dei principali vantaggi offerto dallo stadio push-pull senza trasformatore di uscita è la facilità con cui può essere inserita la controreazione in quanto la variazione di fase viene ridotta al minimo per la mancanza del trasformatore d'uscita. Ciò agevola moltissimo la progettazione del prestadio e dell'invertitore di fase; in quest'ultimo il valore della reazione può essere regolato al limite dell'oscillazione mentre la controreazione applicata all'amplificatore completo provvede a mantenere la stabilità richiesta.

La fig. 13 illustra il principio di funzionamento di questo circuito. La sezione di sinistra del doppio triodo funziona da preamplificatore. Il suo segnale viene applicato sia alla griglia controllo della sezione destra dell'ECC 83, sia a quella della valvola finale II. La sezione destra del doppio triodo funziona da invertitrice di fase e il suo segnale di uscita viene applicato alla griglia controllo della valvola finale I.

Si osservi che la tensione dei segnali applicati alle griglie delle due valvole finali hanno un valore completamente diverso. Al tubo II il segnale è applicato nella maniera solita. La valvola I invece può considerarsi montata come un « cathode follower » in cui la valvola II funge da resistenza catodica variabile ai cui estremi è applicata una tensione alternata uguale alla tensione d'uscita.

Ciò implica che la tensione da applicare alla griglia della valvola I dovrebbe essere uguale alla somma della tensione d'uscita più una tensione corrispondente a quella necessaria per avere una corrente d'uscita dello stesso valore di quella fornita dalla valvola II supposto che il catodo fosse a potenziale zero.

Ciò significa che la tensione da appli-

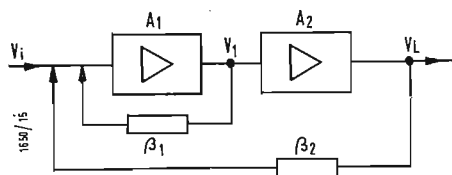



Fig. 14 - Diagramma a blocchi dei due amplificatori A_1 e A_2 collegati in cascata. L'uscita di A_2 è riportata all'ingresso di A_1 per mezzo di β_2.

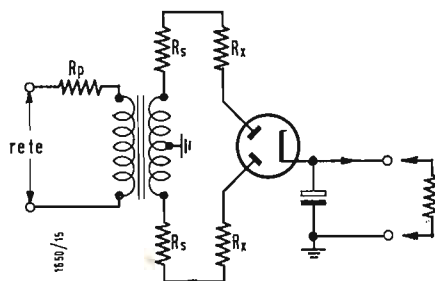



Fig. 15 - Circuito raddrizzatore di due semionde. La resistenza ohmica del primario del trasformatore d'alimentazione è indicato con R_p, quella di ciascuna metà del secondario con R_s. R_x è la resistenza aggiuntiva da collegare in serie a ciascun circuito anodico allo scopo di mantenere la resistenza del trasformatore al valore più basso ammissibile.

care in griglia dovrebbe essere di 105 V_{eff} alla massima potenza d'uscita. Un siffatto valore non è ammissibile per una ECC 83 in normali condizioni di funzionamento; di qui la necessità di prendere speciali cautele.

Il valore richiesto all'uscita dell'invertitore di fase può essere ottenuto in una maniera abbastanza semplice alimentando l'anodo del medesimo con una sorgente in c.c. a cui sia sovrapposta la tensione d'uscita dell'amplificatore Tale tensione è disponibile sulla griglia schermo della valvola d'uscita I dove sono presenti la tensione d'alimentazione e la tensione d'uscita. Poichè la valvola d'uscita I funge da « cathode follower » le tensioni d'uscita e d'entrata sono in fase, per cui quando la tensione anodica ($+ V_b''$) viene prelevata dalla suddetta griglia schermo, è sufficiente che l'invertitore di fase fornisca alla valvola finale la normale tensione di pilotaggio oltre alla caduta di tensione ai capi di R_2. Una tensione siffatta può essere facilmente fornita da una sezione del doppio triodo ECC 83.

La tensione anodica ($+ V_b'$) per la sezione sinistra dell'ECC 83 può essere invece prelevata dal $+ B$ tramite un normale filtro RC di disaccoppiamento.

Si può aumentare sensibilmente il guadagno del prestadio e dell'invertitore introducendovi un certo valore di reazione. Ciò viene effettuato tramite la resistenza R_3 comune ai due circuiti catodici delle due sezioni triodiche, mentre dall'uscita all'entrata dell'amplificatore viene inserito il necessario valore di controreazione tramite la resistenza R_5. L'azione simultanea della reazione e della controreazione è facilmente comprensibile quando si consideri lo schema a blocchi della fig. 14. A_1 e A_2 rappresentano due stadi amplificatori collegati in cascata come potrebbero essere un prestadio e uno stadio finale.

Con le lettere A_1 e A_2 indicheremo anche i guadagni in tensione di questi stadi. Una frazione $\beta_1 V_1$ del segnale d'uscita V_1 fornito da A_1 è riportata all'ingresso di A_1, unitamente alla frazione $\beta_2 V_L$ del segnale d'uscita V_1 fornito dallo stadio finale A_2. Indicando il segnale di ingresso con V_i si ha:

$$V_1 = A_1 (V_i + \beta_1 V_1 + \beta_2 V_L)$$

e

$$V_L = A_2 V_1.$$

Il guadagno complessivo di tensione diventa:

$$A = \frac{V_L}{V_i} = \frac{A_1 A_2}{1 - A_1\beta_1 - A_1 A_2 \beta_2} =$$

$$= \frac{A_1 A_2}{N}$$

in cui

$$N = 1 - A_1\beta_1 - A_1 A_2 \beta_2.$$

In analogo modo si può dimostrare che se le distorsioni dei due stadi vengono indicate rispettivamente con d_1 e d_2 la distorsione complessiva assume il valore di:

$$d = \frac{1}{N} \cdot d_1 + \frac{1 - A_1\beta_1}{N} \cdot d_2 +$$

$$+ \frac{1 - A_1\beta_1}{N} \cdot d_1 d_2.$$

Questa espressione rivela ciò che si verifica quando il prodotto $A_1\beta_1$ è uguale all'unità, in questo caso d è ridotta al valore di d_1/N; ciò significa che la distorsione dell'amplificatore A_2 non contribuisce più alla distorsione totale.

La distorsione risultante d_1/N è determinata dal valore normalmente basso di d_1 del primo amplificatore e dalla quantità N che, nel caso di $A_1\beta_1 = 1$, diventa uguale a $- A_1 A_2 \beta_2$. Espresso in valore assoluto, il valore $A_1 A_2 \beta_2$ può diventare molto più grande dell'unità e la distorsione totale d diventerà in tal caso molto più piccola di d_1. Il valore assoluto del guadagno totale A diventa ora uguale a $1/\beta_2$, vale a dire non dipende più da A_2.

La condizione $A_1\beta_1 = 1$ può essere soddisfatta entro una vasta gamma di frequenze ammesso naturalmente che in tale gamma A_1 e β_1 siano numeri reali e cioè che l'amplificatore A_1 e la catena di reazione β_1 non contengano elementi che introducano una variazione di fase.

Questa condizione in uno stadio preamplificatore può realizzarsi con grande approssimazione.

Per soddisfare la condizione $A_1\beta_1 = 1$ la reazione positiva dell'amplificatore A_1 deve avere un livello tale da portare l'amplificatore al punto di oscillazione. Ciò non significa tuttavia che la combinazione $A_1\beta_1 - \beta A_2 \beta_2$ dia luogo ad instabilità. Se il secondo amplificatore e la sua catena di controreazione non contengono elementi che introducono variazioni di fase sfavorevoli, tutto il circuito può essere efficacemente stabilizzato assegnando al fattore di controreazione β_2 un valore negativo. L'assenza di un trasformatore d'uscita e di tutti i suoi dannosi sfasamenti consente di progettare circuiti che possono sfruttare il principio a cui abbiamo accennato sopra. È possibile quindi costruire un amplificatore con una distorsione notevolmente bassa e una sensibilità considerevole in quanto la perdita di guadagno introdotta da un elevato fattore di controreazione è compensata dall'introduzione di una buona dose di reazione positiva.

11. - L'ALIMENTATORE

L'alimentazione di un amplificatore ad alta fedeltà non presenta particolari problemi. Sebbene i primi amplificatori per alta fedeltà avessero un alimenta-

tore separato equipaggiato con filtri ad impedenza dimensionati con un largo margine di sicurezza, l'esperienza di questi ultimi anni ha portato ad incorporare l'alimentatore nello stesso chassis dell'amplificatore specialmente quando per segnali deboli viene usato un preamplificatore separato. Questa soluzione non richiede altro che una disposizione razionale di tutti gli elementi il che non dovrebbe presentare difficoltà alcuna.

L'impedenza di filtro può essere omessa quando gli anodi delle finali vengono alimentati dal primo condensatore di filtro e le griglie schermo da un condensatore e una resistenza di filtro. L'invertitore di fase e il prestadio solitamente vengono alimentati con filtri adeguati formati da una resistenza e un condensatore elettrolitico da 8 a 25 μF. Con ciò il livello di ronzio viene facilmente tenuto da — 70 a — 90 dB rispetto alla massima uscita.

Le valvole raddrizzatrici sono di preferenza a riscaldamento indiretto con tempo di preriscaldamento un po' più lungo di quello delle valvole finali in modo che la tensione ai condensatori di filtro non superi considerevolmente il valore stabilito.

Per correnti sino a 150 mA e tensioni sino a 2 × 350 V, si raccomanda la EZ 81; si preferisce il tipo GZ 34 per rcorenti da 150 mA a 250 mA e tensioni sino a 2 × 450 V.

Si deve fare in modo che la resistenza del trasformatore (R_t) non sia al di sotto del valore minimo stabilito dai dati caratteristici della valvola. Il valore di questa resistenza viene calcolato nel modo seguente.

Si misurano la resistenza ohmica del primario (R_p) e quella di uno dei secondari (R_s). La resistenza del trasformatore è data allora da

$R_t = R_s + n^2 R_p$

in cui n è il rapporto spire (rapporto di tensione) tra un secondario e il primario (vedi fig. 15). Se il valore così ricavato è inferiore a $R_{t\,min}$ indicato nei dati caratteristici della valvola sarà necessario collegare in serie a ciascun anodo raddrizzatore una resistenza R_x con valore pari a $R_{t\,min} - R_t$. Ciascuna resistenza è percorsa da una corrente il cui valore corrisponde alla metà della corrente continua totale più la metà dell'alternata residua. È necessario quindi che sia dimensionata per sopportare una corrente il cui valore corrisponde alla corrente continua totale fornita dal raddrizzatore maggiorata del 20%. Un'altra soluzione consiste nel sostituire le due precedenti resistenze con una sola di egual valore collegata in serie al catodo della valvola raddrizzatrice; il wattaggio della suddetta resistenza deve essere in questo caso calcolato per la corrente continua totale moltiplicata per 2,4.

Il primo condensatore di filtro del circuito raddrizzatore deve essere in grado di sopportare una corrente alternata residua il cui valore corrisponde alla corrente continua totale fornita dal raddrizzatore moltiplicato per 1,4. Nei raddrizzatori ad una sola semionda (raramente impiegati in amplificatori per alta fedeltà) il valore della corrente alternata residua corrisponde al valore della corrente continua moltiplicato per un fattore che va da 2,4 a 2,7. *A*

La EMI Electronics presenta una nuova stazione TV didattica

La sensibile penuria di insegnanti addestrati e la mancanza di una adatta attrezzatura didattica possono in molte parti del mondo essere superate dalla nuova stazione televisiva « di tipo ridotto » posta ora sul mercato della EMI ELECTRONICS LTD., Hayes, Middlesex, Inghilterra.

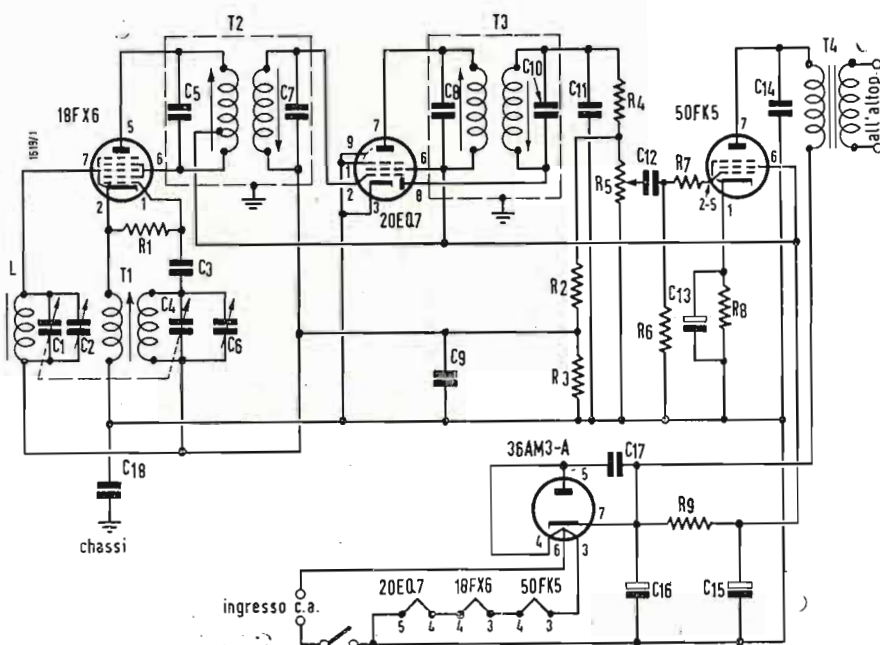
Costando meno di 10.000 lire sterline, compreso la costruzione dello studio e un certo numero di ricevitori, la stazione TV «di tipo ridotto» della EMI consente un sistema di trasmissione televisiva a basso costo e per niente complicato, appositamente studiato per andare incontro ai problemi dell'insegnamento a mezzo televisione. Il sistema ha grandi possibilità di sviluppo non soltanto nelle scuole, ma anche nel campo dell'istruzione per adulti. Un una regione a conformazione favorevole si dovrebbe ottenere una buona ricezione entro un raggio di 25 km. dal trasmettitore.

Nella progettazione di questo sistema la EMI ELECTRONICS ha considerato come il nuovo mezzo della televisione si possa meglio adattare alle diverse necessità delle singole nazioni senza una « indoverosa pressione » sui loro bilanci preventivi nel campo della cultura e della educazione. Nel fare ciò, la Compagnia ha studiato i due aspetti rilevanti della educazione — l'estensione delle esitenti capacità delle sale per conferenze ed il rendere possibile l'insegnamento al maggior numero di scuole nella più vasta area possibile.

I mezzi televisivi a circuito chiuso danno una soluzione al primo problema; il nuovo sistema della stazione trasmittente dà la risposta al secondo quesito. La EMI ELECTRONICS, nel fornire l'attrezzatura basilare per entrambi i sistemi, ha studiato e superato i problemi connessi con l'importante materia dell'istruzione a mezzo televisone. (*a.p.*)

dott. ing. Giuseppe Checchinato

Nuova serie di tubi per radioricevitori con accensione serie 120V - 100mA

Fig. 1 - Radioricevitore sperimentale a 4 valvole con filamenti in serie per 100 mA.
C_1 = 10...310 pF; C_4 = 7...115 pF (accoppiati); C_2 = 2-15 pF; C_3 = 56 pF; $C_5 = C_7 = C_8 = C_{10}$ = condensatori fissi; C_6 = 2-15 pF; C_9 = 47 nF, 400 V, carta; C_{11} = 330 pF, mica; C_{12} = 10 nF, 400 V, carta; C_{13} = 50 µF, 15 V, elettr.; C_{14} = 15 nF, 500 V, carta; C_{15} = 40 µF, 150 V, elettr.; C_{16} = 20 µF, 150 V, elettr.; C_{17} = 47 nF, 400 V, carta; C_{18} = 0,1 µF, 400 V, carta; L = ferrite (540-1650 kHz); R_1 = 33 kΩ, 0,5 W; R_2 = 3,3 MΩ, 0,5 W; R_3 = 1,5 MΩ, 0,5 W; R_4 = 47 kΩ, 0,5 W; R_5 = 1 MΩ, volume; R_6 = 470 kΩ, 0,5W; R_7 = 10 kΩ, 0,5 W; R_8 = 56 Ω, 0,5 W; R_9 = 1,2 kΩ, 1 W; T_1 = bobina oscillatore da usare con C_4 e trasformatore FI a 455 kHz; T_2 = trasformatore FI a 455 kHz; $T_3 = T_2$; T_4 = trasformatore di uscita, primario 3000 Ω.

IL LIVELLO medio della tensione di rete negli Stati Uniti è sui 117 V, tuttavia va sempre più aumentando, con il miglioramento delle linee di trasmissione, il numero delle case nelle quali arriva una tensione superiore a 117 V. Poichè è dimostrato che all'aumento delle tensione diminuisce la vita delle valvole, la RCA ha scelto come base per le sue nuove serie di valvole la tensione di 120 V.
I vantaggi che si intendono conseguire con queste nuove serie a bassa corrente di alimentazione (100 mA) sono parecchi:
— maggiore durata delle valvole
— minore calore prodotto, quindi possibilità di usare mobili più piccoli o acusticamente migliori;
— minori valori della corrente di inserzione.

1. - SERIE PER RADIORICEVITORE A 5 VALVOLE

Questa serie ha delle caratteristiche praticamente uguali a quelle della vecchia serie a 117 V e 150 mA. Questa nuova serie è composta da una 18FX6 convertitrice, una 18FW6 amplificatrice di media frequenza, una 18FY6 rivelatrice e prima amplificatrice in bassa frequenza, una 34GD5 finale ed una 36AM3A raddrizzatrice.
Se si eccettua la variazione dell'alimentazione le caratteristiche delle prime tre valvole corrispondono quasi esattamente a quelle della serie a 150 mA. La maggiore riduzione della potenza di riscaldamento è stata fatta nella raddrizzatrice 36AM3-A. Il suo filamento è stato diviso in due sezioni una a 32 V ed una a 4 V che serve come limitatore per il + dell'anodica. Nella tabella 1 seguente si pongono a confronto le caratteristiche della 36AM3-A con quelle della 35W4 con filamento a 150 mA.

Nella tabella 2 sono confrontate le caratteristiche della finale 34GD5 con quelle della corrispondente 50C5 con filamento a 150 mA.

La potenza assorbita dalla serie a 100 mA è di 20 W, quella della serie a 150 mA è di 26 W. Le due serie sono perfettamente intercambiabili, basta solo cortocircuitare la lampada di segnalazione con la serie a 100 mA.

2. - SERIE PER RADIORICEVITORI A QUATTRO VALVOLE

Questa serie è composta da una convertitrice 18FX6, una amplificatrice di M.F. e rivelatrice 20EQ7 una amplificatrice di potenza 50FK5 ed una raddrizzatrice 36AM3-A. Le due valvole 20EQ7 e 50FK5 sono state studiate appositamente per la serie a quattro valvole. La sezione pentodo della 20EQ7 è simile al pentodo 18FW6 se si eccettua una minore transconduttanza ed una minore capacità fra anodo e griglia controllo; il diodo è stato realizzato in modo da avere una bassa capacità fra l'anodo del diodo e la griglia del pentodo. La valvola 20EQ7 con le sue schermature interne e le basse capacità interelettrodiche può trovare molte altre applicazioni.

La serie a quattro valvole ha una sola amplificatrice di bassa frequenza, essa dovrà avere una maggiore sensibilità. Si è quindi realizzato il pentodo 50FK5 che può dare in uscita la potenza massima con soli 2 V in griglia.

Nella tabella 3 seguente si confrontano le caratteristiche della 50FK5 con quelle della corrispondente a 150 mA (50 EH5).

3. - MODELLO SPERIMENTALE DI RADIORICEVITORI A 4 VALVOLE

Nella fig. 1 è rappresentato il circuito di un ricevitore a quattro valvole di tipo economico. Non si è tentato di ottimizzare i valori dei vari elementi, perchè lo scopo di questo circuito è solo quello di servire come una guida.

Come si vede nella fig. 1 lo stadio convertitore è di tipo normale, se si eccettua la presa intermedia del primario del trasformatore di media frequenza, che serve ad aumentare l'amplificazione dello stadio, perchè da una parte provoca una neutralizzazione e riduce il carico di antenna e dall'altra parte introduce una piccola impedenza di carico nel circuito di griglia schermo. La tensione che si genera in questa impedenza si aggiunge a quella del circuito di placca.

Lo stadio media frequenza ed il successivo rivelatore sono pure di tipo normale. La tensione CAV viene derivata da un divisore di tensione (R_4/R_5), perché la tensione rivelata è relativamente più alta dei ricevitori normali. Il rapporto del divisore di tensione deve essere scelto fissando un compromesso. fra il sovraccarico ai segnali massimi e la sensibilità ai segnali minimi.

Ed infine anche l'ultimo stadio è normale se si eccettua la resistenza da 10.000 Ω in serie sulla griglia che serve a smorzare eventuali oscillazioni.

Il modello sperimentale di questo ricevitore aveva una sensibilità di 500 μV/m, il ricevitore a 5 valvole da 100 mA ha invece una sensibilità di 150 μV/m. Le altre caratteristiche funzionali sono praticamente uguali. *A*

Tabella 1. - Confronto tra i tubi 36AM 3A e 35W4.

	36AM3A	35W4
Tensione di rete	120	117 V. c.a.
Tensione di entrata sul filtro	126	118 V. c.c.
Tensione in uscita dal filtro	100	95 V. c.c.

Tabella 2. - Confronto i tra tubi 34GD5 e 50C5.

	34GD5	50C5
Tensione di rete	120	117 V
Tensione di placca	120	110 V
Tensione di griglia schermo	100	92 V
Resistenza di catodo	120	150 Ω
Resistenza di fuga della griglia	0,47	0,47 MΩ
Segnale in entrata	9,7	9,0 V
Impedenza di carico	2500	2500 Ω
Massima potenza in uscita	1,1	1,1 W
Distorsione armonica totale	10	10 %

Tabella 3. - Confronto tra i tubi 50FK5 e 50EH5.

	50FK5	50EH5
Tensione di rete	120	117 V
Tensione di placca	120	110 V
Tensione di griglia schermo	96	92 V
Resistenza di catodo (by passata)	56	56 Ω
Resistenza di fuga di griglia	0,47	9,47 MΩ
Segnale in entrata	2,05	2,3 V
Impedenza di carico	2500	2500 Ω
Massima potenza in uscita	0,85	1,00 W
Distorsione armonica totale	10	10 %

dott. ing. Giuseppe Baldan

PC88: nuovo triodo UHF per circuiti con griglia a massa

PER LA RICEZIONE televisiva nelle bande IV e V (470-960 Hz) occorrono degli stadi di entrata con basso rumore, grande amplificazione di potenza e bassa irradiazione di disturbo. Il triodo in entrata necessario per questi circuiti viene collegato, come è ben noto, con la griglia a massa. In questo modo si riesce a disaccoppiare nel modo migliore possibile i circuiti catodico ed anodico.

Il grado di disaccoppiamento viene fissato sopratutto dal valore della capacità fra anodo e catodo C_{ak} e dal valore della ammettenza interna Y_i. Nel campo di frequenza considerato non si deve poi trascurare l'effetto delle induttanze dei conduttori fra i piedini dello zoccolo e gli elettrodi del sistema valvolare. Dal circuito equivalente del collegamento con griglia a massa, rappresentato nella fig. 1, si può per esempio vedere che dall'induttanza del conduttore di griglia L_g deriva un accoppiamento aggiuntivo fra circuito di uscita e circuito di entrata.

Fig. 1 - Circuito equivalente di un triodo UHF con griglia a massa. L_k = induttanza di catodo; L_a = induttanza di anodo; L_g induttanza di griglia; G_{el} = ammettenze di entrata eletrronica; Y_1 = ammettenza interna; C_{ak} = capacità anodo-catodo; C_{ag} = capacità anodo griglia; C_{gk} = C $C_{gkfreddo}$ + ΔC_{gk}, C_{gk} = capacità in entrata, $C_{gkfreddo}$ = capacità a freddo fra griglia e catodo, ΔC_{gk} = capacità della carica spaziale.

I primi sintonizzatori per UHF con triodi a punta furono costruiti in Europa con l'impiego del triodo a griglia tesa PC86. L'esperienza ha dimostrato che a causa della reazione della valvola in entrata si deve attenuare il suo circuito anodico, perchè la neutralizzazione a queste frequenze diventa evidentemente problematica. Ciò fa diminuire praticamente l'amplificazione ottenibile. Inoltre delle nuove esigenze, manifestatesi durante lo sviluppo, e precisamente:

1. funzionamento stabile del sintonizzatore anche in caso di disadattamenti, per esempio con antenne staccate;
2. allargamento della V banda da 800 a 960 MHz;
3. costruzione del convertitore con stadio mescolatore autooscillante e quindi maggiore necessità di attenuare le irradiazioni di disturbo;

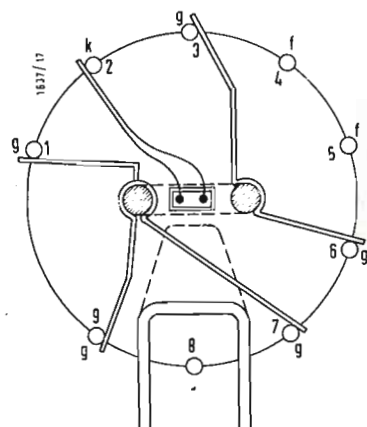
resero evidente la necessità di realizzare una nuova valvola di entrata. Il triodo PC88 per circuiti con griglia a massa è una valvola che può soddisfare pienamente a tutte queste nuove esigenze. La valvola è infatti studiata apposta per circuiti in entrata per frequenze fino a 1000 MHz.

Qui di seguito illustreremo in particolare i punti di vista tenuti presenti durante la realizzazione di questa valvola in entrata e poi esamineremo qualche esempio di applicazione.

1. - CARATTERISTICHE DI UN TRIODO UHF CON GRIGLIA A MASSA

Le esigenze alle quali deve soddisfare una valvola di questo tipo sono sostanzialmente le seguenti:

1. Basso numero di rumore.
2. Alta amplificazione di potenza.
3. Frequenze di risonanza di cortocir-

Fig. 2 - Sezione del sistema unilaterale (a) della PC 88 e del sistema bilaterale (b) della PC86. Fra le varie differenze facciamo notare la posizione assimmetrica del catodo e l'unico anodo delle soluzione unilaterale (a).

cuito in entrata ed in uscita sufficientemente alte.

4. Bassa reazione fra uscita e entrata.

La necessità di un basso rumore e di un'alta amplificazione di potenza si può rilevare dalla seguente relazione che esprime il numero di rumore complessivo di un ricevitore con stadio di preamplificazione:

$$F_{12} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{V_L}$$

F_{12} = rumore totale del ricevitore;
F_1 = numero di rumore dello stadio in entrata;
F_2 = numero di rumore totale dopo lo stadio in entrata;
V_L = amplificazione di potenza disponibile nello stadio in entrata.

Per ottenere un basso numero di rumore nella valvola in entrata è necessario realizzare dei tempi di transito degli elettroni molto bassi. Poichè questi tempi sono proporzionali alle distanze fra catodo e griglia e fra griglia e anodo, ed inversamente proporzionali alla radice cubica della densità di corrente anodica, si deve fare in modo che la densità di corrente sia alta e che le distanze sopracitate siano ridotte al minimo.

L'esigenza del punto 2 dipende dal rapporto fra la pendenza e la capacità di uscita, rapporto che, una volta fissata la larghezza di banda, definisce il valore dell'amplificazione. Quindi per soddisfare il punto 2 si deve avere una pendenza elevata ed una capacità di uscita piccola.

Il punto 3 esige che le frequenze di risonanza di cortocircuito in uscita ed in entrata siano sufficientemente più alte del limite superiore del campo di frequenza fissato in 1000 MHz. Per ottenere questo risultato gli elementi, che definiscono il circuito risonante in uscita L_a ed L_g (induttanze dei collegamenti di anodo e di griglia), e la capacità C_{ag} fra anodo e griglia devono essere abbastanza piccoli. Per quanto riguarda il circuito di risonanza in entrata si può ripetere lo stesso discorso per la somma delle induttanze dei collegamenti del catodo e della griglia e per la capacità fra griglia e catodo.

Ed infine per quanto riguarda il punto 4 si può ottenere una piccola reazione dell'uscita sull'entrata se si riesce a tenere sufficientemente piccoli gli elementi accoppiatori C_{ak}, L_g ed $Y_i = S/\mu$. Per ottenere un Y_i piccolo, una volta fissato il valore di S, si deve avere un valore di μ sufficentemente elevato.

Fig. 3 - Disposizione dei collegamenti di griglia. Con questo sistema si ottiene una buona separazione spaziale fra anodo e catodo ed una bassa induttanza del collegamento di griglia.

2. - COSTRUZIONE DEL SISTEMA DI SCARICO DELLA PC 88

Durante la ricerca della soluzione ottima si è dovuto decidere all'inizio se la PC88 doveva essere costruita con un sistema anodico uni — o bilaterale.

Nel sistema bilaterale (fig. 2b) si hanno due sistemi di scarico nei due lati del catodo, nel sistema unilaterale si ha invece un unico sistema di scarico (fig. 2a) Osservando le due sezioni delle fig. 2a-b si può vedere facilmente che nel sistema unilaterale si possono comodamente separare i circuiti di entrata e di uscita nello zoccolo e si può ridurre notevolmente la capacità di reazione C_{ai}. Disponendo in modo opportuno il sistema valvolare all'interno dell'ampolla si può ridurre al minimo la lunghezza dei collegamenti fra anodo e catodo ed i relativi piedini. Si può quindi collegare sia l'anodo che il catodo ad un solo piedino, lasciando disponibile un numero massimo di piedini per la griglia.

Si può dimostrare con il calcolo che la parte diretta della capacità anodo-griglia, cioè la capacità dovuta alla superficie frontale dell'anodo ed alla distanza griglia-anodo, è uguale solo ad 1/4 della capacità totale griglia-anodo. Il resto è dovuto quasi interamente alle capacità dei collegamenti. Quindi se si vuole ridurre le capacità C_{ag} bisognerà agire sopratutto sulla capacità dei collegamenti. Con il sistema unilaterale è possibile diminuire sia la capacità griglia-anodo, sia la parte di capacità fra anodo e catodo che si manifesta nello zoccolo e nei collegamenti. Inoltre con il sistema unilaterale si ottiene anche una diminuzione della superficie del catodo.

Per compensare il dimezzamento della corrente che si ha con questo sistema, al fine di mantenere lo stesso punto di lavoro, bisogna ridurre la distanza fra griglia e catodo a circa il 70% del valore che essa avrebbe in un sistema bilaterale con superficie catodica doppia. Il conseguente aumento della densità di corrente e la minore distanza fra griglia e catodo diminuiscono il tempo di transito degli elettroni.

Durante la costruzione si è pure dovuto decidere per il montaggio verticale od orizzontale. Per potere controllare l'effetto del tipo di montaggio sulle caratteristiche di funzionamento in alta frequenza si sono costruiti dei modelli verticali ed orizzontali. L'esperienza ha dimostrato la superiorità del montaggio verticale. Le ragioni principali di questo fatto possono essere le seguenti:

— la distanza fra fondo dell'ampolla e la piastrina isolante di mica può essere molto piccola e ciò permette di ridurre la lunghezza dei collegamenti;

— i conduttori fra i piedini ed i singoli elettrodi della valvola possono essere costituiti da nastrini che vengono saldati direttamente ai piedini al di sopra delle perle, in questo modo si ha una riduzione della sezione dei collegamenti solo in corrispondenza dello spessore del fondo dell'ampolla.

La costruzione della PC88 è molto simile a quella della nota PC86. Il catodo a sezione rettangolare e la griglia tesa permettono di avere un sistema ad elettrodi piani con una piccola distanza fra catodo e griglia. È per questo che la

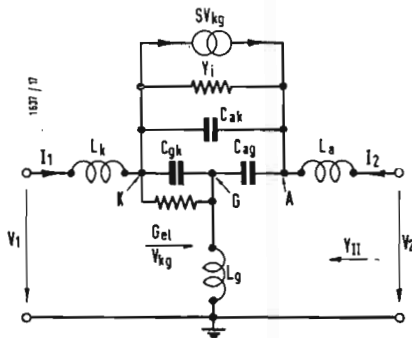



Fig. 4 - Circuito equivalente della PC88 con griglia a massa.

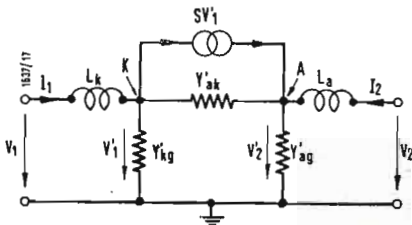



Fig. 5 - Circuito a π equivalente del circuito della fig. 4.

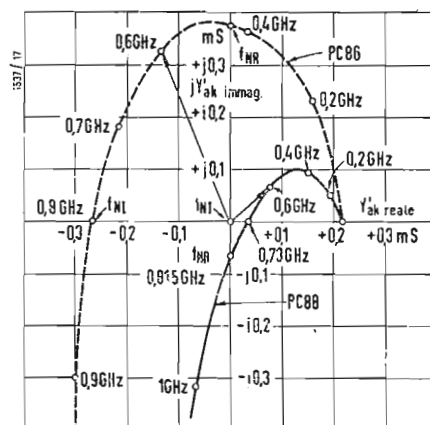



Fig. 6 - Andamento delle ammettenze di reazione Y'_{ak} dei due triodi PC86 e PC88.

superficie del catodo deve essere molto piana e che la distanza fra griglia e catodo deve essere garantita in modo molto preciso. Il catodo viene infilato in due guide isolanti e fissatovi con due molle a linguetta. Con ciò si riesce a mantenere sufficientemente precisa la distanza fra griglia e catodo, distanza che definisce la pendenza, la corrente anodica e la capacità griglia-catodo. La tolleranza fra le guide ed il catodo è stata scelta abbastanza elevata in modo che il catodo appoggi da un solo lato. L'orlo libero delle guide rivolto verso l'anodo evita inoltre una conduzione di calore troppo alta del catodo verso gli orli.

Per ridurre al minimo la capacità fra griglia e catodo si sono usati dei supporti di griglia con 1 mm di diametro ed il catodo è stato montato in modo asimmetrico rispetto alla griglia. Si è poi rinunciato a rivestire con lo strato attivo la parte posteriore del catodo e ciò ha permesso di aumentare la distanza fra griglia e catodo nella parte non attiva. La griglia tesa permette di usare dei fili con un diametro molto piccolo. Con ciò è possibile mantenere basso il rapporto fra diametro dei fili e passo di avvolgimento, rapporto così importante per la definizione della pendenza ottenibile.

A causa della potenza dissipata la superficie dell'anodo non può essere scelta molto piccola. Quindi come nella PC86 si è impiegato un anodo con le ali ripiegate, in modo da garantire una buona irradiazione del calore. Con questo sistema si riesce inoltre a ridurre al minimo il calore irradiato direttamente in direzione della griglia e la capacità fra anodo e griglia. Per diminuire ulteriormente la temperatura dell'anodo si è inoltre provveduto ad annerire la sua superficie esterna. Le linguette dell'anodo infilate nelle due piastre isolanti e ripiegate garantiscono una buona costanza della distanza griglia-anodo.

Come si vede nella fig. 13 i due sostegni della griglia sono collegati ai piedini per mezzo di cinque nastrini di nichel, con ciò si riesce a ridurre in modo considerevole l'induttanza del collegamento.

Un'ulteriore possibilità di ridurre quest'induttanza è data dall'impiego di un artificio già adottato nella PC86, consistente nell'inserire fra due collegamenti di griglia da una parte il collegamento del catodo e dall'altra quella dell'anodo.

La riduzione dell'induttanza della griglia è dovuta al fatto che gli altri collegamenti sono percorsi da correnti in opposizione di fase.

3. - VALORI ELETTRICI DELLA VALVOLA PC88

Per ottenere una pendenza elevata si è scelta una distanza griglia-catodo di circa 35 micron ed una superficie catodica di 9 mm². Nel punto di lavoro si stabilisce una corrente di 12,5 mA che dà una densità di corrente di circa 140 mA/cm² sufficiente per garantire un basso tempo di transito degli elettroni. Si ottengono inoltre delle condizioni molto favorevoli sia per quanto riguarda il carico del catodo e la dispersione delle caratteristiche elettriche, sia per quanto riguarda la distanza griglia-catodo, l'alta pendenza ed il basso tempo di transito che ne conseguono. La piccola distanza fra griglia e catodo richiede un basso valore del rapporto diametro del filo/ passo di avvolgimento, con ciò si aumenta il rapporto fra corrente anodica e pendenza. Ciò induce a tenere il più basso possibile il diametro dei fili di griglia in modo da ridurre al minimo la formazione di isole, cioè di zone fortemente emittenti fra i fili della griglia.

Se la distanza griglia-catodo è minore del passo della griglia il catodo non ha più un'emissione uniforme lungo la sua superficie. La zona del catodo che si trova sotto al filo emette tanto meno, quanto più il filo è grosso. Quindi queste zone concorrono meno alla formazione della corrente e la pendenza diminuisce.

Per arrivare ad un compromesso fra queste esigenze funzionali e la necessità di rendere possibile la fabbricazione in serie si è scelto un filo di griglia con un diametro di 8 micron. Con la distanza griglia-anodo di 360 micron, necessaria per ottenere l'amplificazione prefissata, è necessario un passo di avvolgimento di 49 micron, con il quale la formazione delle isole arriva a circa il 16%. Ciò significa che il rapporto massimo che si ha in corrispondenza delle zone comprese fra due fili della griglia può essere tenuto abbastanza basso e che la densità locale della corrente catodica ha un valore relativamente basso. il che garantisce una lunga durata della valvola.

4. - PRINCIPALI CARATTERISTICHE DELLE VALVOLE PC88

Superficie catodica attiva: 9 mm²; diametro dei fili di griglia: 8 micron; distanza griglia-catodo: 35 micron; distanza griglia-anodo: 360 micron; induttanza colleg. di griglia: $L_g = 0{,}35$ mH; induttanza colleg. di anodo: $L_a = 6{,}5$ mH; induttanza colleg. di catodo: $L_k = 7{,}5$ mH.

Impiego: triodo UHF per stadio di entrata di ricevitori televisivi.

Filamento: a riscaldamento indiretto in serie $V_g = 4$ V, $I_g = 300$ mA, Esiste anche l'esecuzione EC88 con riscaldamento in parallelo.

Valori normali:

$V_a = 160$ V; $I_a = 12{,}5$ mA; $S = 13{,}5$ mA/V; $\mu = 65$; $R_k = 100\ \Omega$; ΔC_{gk} (per $f = 100$ MHz) $= 1{,}4$ pF; $\varphi_s = -5°$.

Valori limite:

$V_{a0} = 550$ V; $V_a = 230$ V; $N_a = 2$ W; $I_k = 13$ mA; $V_g = 50$ V; $N_g = 50$ mW

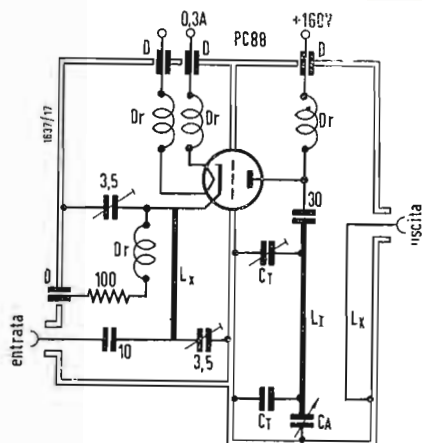



Fig. 7 - Circuito di uno stadio di entrata UHF con la valvola PC88. C_T = trimmer; C_A = condenzatore di sintonizzazione; L_k = spira di accoppiamento; L_T = conduttore interno; D_r = induttanza; L_π = induttanza del circuito a π; D = condensatore passante.

R_g = 500 kΩ; R_{gk} = 20 kΩ; V_{gk} = ± ± 100 V.

Capacità:

— senza schermo esterno C_{ag} = 1,2 pF;

— con schermo esterno $C_a|_{g+s}$ = 1,8 pF;

$C_{g+s}|_{k+g}$ = 3,8 pF; $C_a|_{k+g} \cong$ 0,055 pF

Dimensioni:

Diametro = 22,2 mm; altezza totale = = 50,6 mm; altezza piedini = 7 mm.

5. - IMPIEGO DELLA PC88 NEI CONVERTITORI TELEVISIVI PER LE BANDE IV E V

Prima della realizzazione della PC88 per lo stadio di entrata dei convertitori UHF si impiegava il triodo PC86.

I vantaggi che si sono ottenuti con la nuova costruzione si possono sintetizzare nel modo seguente:

— diminuzione della capacità C_{ag};

— diminuzione della capacità C_{ak};

— diminuzione dell'induttanza del collegamento di griglia;

— aumento della frequenza di risonanza di cortocircuito in uscita da 1400 a 1750 MHz;

— diminuzione della reazione fra uscita ed entrata, il che garantisce la stabilità del circuito anodico senza bisogno di neutralizzazioni, o di limitazioni per l'impedenza in entrata, o di attenuazioni del circuito anodico.

Come ha dimostrato l'esperienza della costruzione dei convertitori UHF, l'esigenza della stabilità è molto importante, perchè è difficile potere applicare una neutralizzazione ausiliaria. L'attenuazione del circuito anodico dello stadio in entrata, ottenuta attraverso l'impedenza di entrata dello stadio mescolatore (trasformata dal filtro di banda), garantisce per i convertitori con due valvole PC86 una amplificazione totale confrontabile con quella dei convertitori equipaggiati con PC88 + PC86. È però possibile in queste condizioni che anche un piccolo spostamento della sintonia del secondario del filtro di banda dia lungo ad una autooscillazione dello stadio di entrata. Per questa ragione, nella costruzione in serie dei convertitori, si è adottata anche una attenuazione aggiuntiva del circuito anodico dello stadio in entrata, assorbendo così una parte dell'amplificazione massima disponibile.

Con la valvola PC88, a causa della ridotta reazione fra uscita ed entrata, è invece possibile non impiegare l'attenuazione aggiuntiva e sfruttare completamente la capacità di amplificazione. Con ciò si riduce sia il numero di rumore totale, sia la tensione di irradiazione di disturbo ai morsetti dell'antenna ed inoltre si aumenta l'amplificazione totale del convertitore.

6. - CONFRONTO DELLE AMMETTENZE DI REAZIONE

Nello schema equivalente di un triodo UHF con griglia a massa, rappresentato nella fig. 4, si possono notare tre rami di reazione:

1. L'accoppiamento dovuto all'ammettenza interna Y_i, complessa a causa del tempo di transito;

$Y_i = |S|\,D\,[\cos\varphi_s + i\,\mathrm{sen}\,\varphi_s]$.

2. L'accoppiamento attraverso la capacità C_{ak}, in parallelo con Y_i.

3. L'accoppiamento attraverso l'induttanza L_g comune all'entrata ed all'uscita.

L'azione di questi tre rami di reazione può essere rappresentata dall'ammettenza Y_{ak}', indicata nella fig. 5 che mostra un circuito a π equivalente a quella della fig. 4.

Esprimendo Y_{ak}' in funzione di f_{NR} ed f_{NI}, ossia di quelle frequenze per le quali si annulla rispettivamente la componente reale o la componente immaginaria di Y_{ak}' si ottiene:

$$Y'_{ak} = |S|D\left[1 - \left(\frac{f}{f_{NR}}\right)^2\right] \cos\varphi_s + j\omega \left(C_{ak} - \frac{|S|D\ \varphi_s\ 100}{2\pi 100\ \mathrm{MHz}}\right)\left[1 - \left(\frac{f}{f_{NI}}\right)^2\right]$$

Nella fig. 6 abbiamo rappresentato in forma grafica l'andamento della componente reale e della componente immaginaria di Y_{ak}' in funzione della frequenza per le due valvole PC86 e PC88.

Nella PC86 la componente reale si annulla per f_{NR} = 440 MHz e quella immaginaria per f_{NI} = 800 MHz, perciò la componente reale diventa negativa al di sopra dei 440 MHz.

Invece nella PC88 si è ottenuto $f_{NR} > f_{NI}$, la componente reale si annulla per f_{NR} = 815 MHz e quella immaginaria per f_{NI} = 730 MHz.

Quindi Y_{ak}' ha la componente reale positiva praticamente in tutto il campo delle bande televisive IV e V; poichè anche l'ammettenza in uscita è sempre positiva non si ha alcuna disattenuazione del circuito anodico.

Nella curva della fig. 6 si può osservare inoltre che l'ampiezza di Y_{ak}' per la PC88 ha in funzione della frequenza un minimo più accentuato. Ciò è dovuto al fatto che nella PC88 si è riusciti a mantenere più vicina f_{NR} ed f_{NI} e ad elevare f_{NR} da 440 MHz a 815 MHz con una minore induttanza di griglia ed una minore capacità anodo-griglia.

7. - CIRCUITO E COSTRUZIONE DI UNO STADIO DI ENTRATA PER UHF EQUIPAGGIATO CON UNA PC88

Nella fig. 7 è rappresentato il circuito di un convertitore UHF. Esso corrisponde al noto circuito già impiegato per la PC86 e comprendente in entrata un circuito a π a larga banda che serve

Fig. 8 - Componente immaginaria dell'ammentanza di uscita Y_{II} della valvola PC 88: (a) senza capacità dei collegamenti; (b) con una capacità di 2pF dello zoccolo e dei collegamenti.

Fig. 9 - Guadagno di trasmissione L_u; fattore di rumore aggiuntivo F_2; indebolimento α in funzione della frequenza f_0 in uno stadio di entrata con PC88.

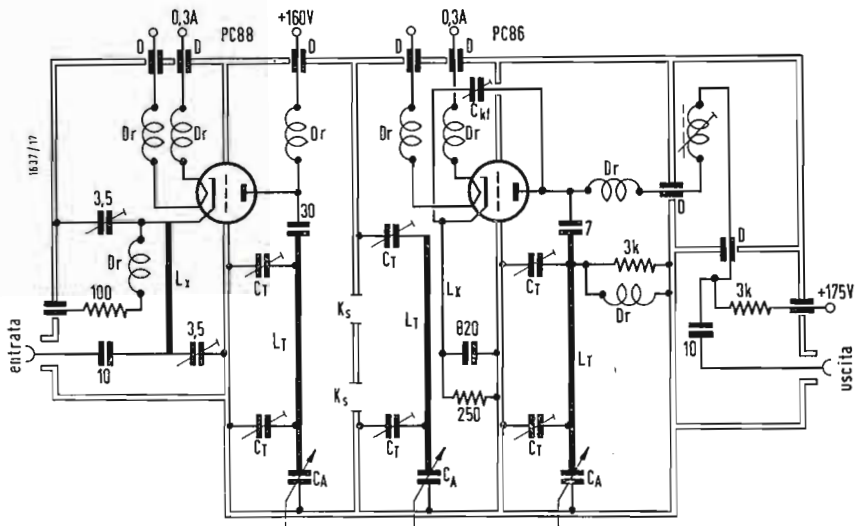



Fig. 10 - Circuito completo di un convertitore UHF equipaggiato con PC88 e PC86. I simboli hanno lo stesso significato della fig. 7 tranne: K_s = intagli di accoppiamento, D = condensatore passante o filtro, C_{kg} = linguetta di accoppiamento.

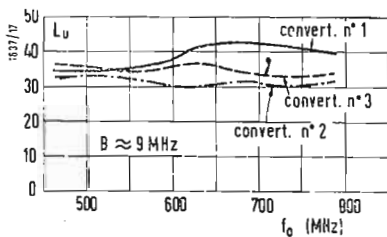



Fig. 11 - Guadagno di trasmissione di tre convertitori con PC 88 in entrata.

a regolare l'adattamento. Il circuito anodico è costituito da una linea $\lambda/2$ accorciata capacitativamente. I circuiti di entrata e di uscita sono adattati alla valvola PC88.

A causa della minore capacità di uscita della PC88, la linea $\lambda/2$ viene meno caricata capacitativamente lato valvola; quindi a parità di lunghezza d'onda, di capacità iniziale e di variazione di capacità del condensatore rotante, deve essere variata l'impedenza caratteristica rispetto all'esecuzione con la PC86.

I condensatori nodali C_T servono sempre per correggere e regolare in modo fine le frequenze finali.

L'accoppiamento verso lo stadio seguente avviene per mezzo di una spira di accoppiamento L_k la cui lunghezza è fissata in modo da comprendere sicuramente lo spostamente del ventre di corrente che si ha da 470 a 860 MHz.

Nella fig. 8 è rappresentato l'andamento della ammettenza immaginaria di uscita Y_{II} (vedi fig. 4) della PC88 da sola (curva a) ed in unione con una capacità di collegamento di 2 pF dovuta allo zoccolo. Con questo valore dell'ammettenza in uscita, per una lunghezza del conduttore interno prefissata in 43 mm, con una capacità iniziale di 1,5 pF ed una variazione totale di capacità di 1 : 10 si ottiene una impedenza caratteristica per il circuito superiore dell'anodo di 150 Ω.

Tenendo presenti queste considerazioni si costruirono alcuni prototipi di stadi di entrata con PC88 e si eseguirono su di essi molte misure. I risultati ottenuti si possono osservare nella fig. 9 che mostra l'andamento del fattore di rumore aggiuntivo F_2, del guadagno di trasmissione L_k e dell'indebolimento $a = \frac{V_1}{V_2}$ per la gamma di frequenza da 470 a 860 MHz. Per ogni frequenza di misura l'adattamento in entrata fu regolato per $m_e = 1$ e la larghezza di banda è sempre stata fissata in $B = 15$ MHz. In particolare si può osservare nella curva di indebolimento il minimo accentuato che si ha verso l'estremità superiore della gamma e che è dovuto all'annullamento della parte reale e della parte immaginaria della ammettenza di reazione che abbiamo descritto precedentemente.

A causa della minore ammettenza di uscita della PC88 e a causa di $z = 150\ \Omega$ i nodi di tensione che si hanno per le frequenze limiti di 470 e 860 MHz si trovano in posti diversi da quelli che si avevano con la PC86. Il nodo di tensione della frequenza limite superiore di 860 MHz, nel quale si trova il trimmer per la regolazione esatta della frequenza limite inferiore di 470 MHz, sta ad una distanza di circa 12 mm dal fondo della valvola. Il nodo di tensione per i 470 MHz, nel quale si trova il trimmer per la regolazione esatta della frequenza limite superiore di 860 MHz, sta ad una distanza di circa 38 mm dal fondo della valvola e giace al di sopra del punto di appoggio del pacchetto di statore.

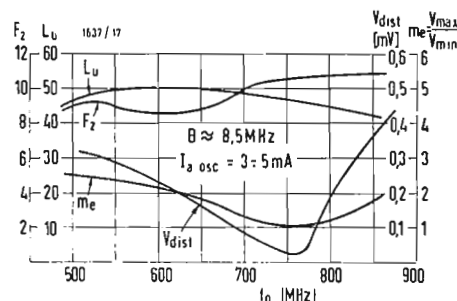
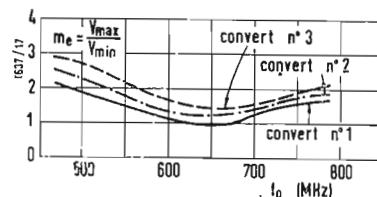
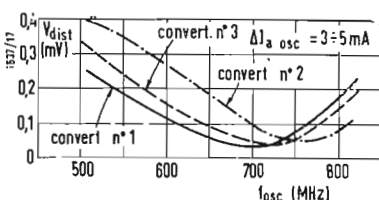
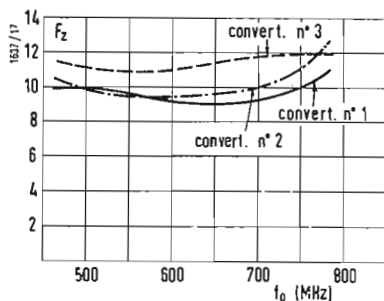
8. - CIRCUITO E COSTRUZIONE DI UN CONVERTITORE PER UHF EQUIPAGGIATO CON UNA PC88 ED UNA PC86

Su prototipi di laboratorio, equipaggiati precedentemente con due PC86, vennero montati tre stadi di entrata, costruiti secondo i criteri illustrati nel

Fig. 12 - Numero di rumore aggiuntivo degli stessi convertitori.

Fig. 13 - Adattamento m_e all'entrata dell'antenna.

Fig. 14 - Tensione di disturbo dell'oscillatore ai morsetti di antenna in funzione della frequenza di oscillatore.

Fig. 15 - Guadagno di trasmissione L_u; numero di rumore aggiuntivo F_2; adattamento m_e; e tensione di disturbo di oscillatore, misurati in un prototipo di laboratorio di un convertitore per la gamma de 470 a 860 MHz.

paragrafo precedente ed equipaggiati con la PC88.

Il circuito completo di questo convertitore è rappresentato nella fig. 10. Poichè la PC88 ha una diversa disposizione dei piedini si sono dovuti variare corrispondentemente i collegamenti. Nel circuito a π in entrata si sono usati due trimmer da 3,5 pF di capacità massima e si è aumentata l'induttanza del circuito a π. Il trimmer lato valvola viene collegato direttamente alla paglietta del catodo, la distanza fra i due trimmer è di 19 mm.

L'induttanza del circuito è costituita da una bobina con una spira e mezza di rame argentato con un diametro di 1 mm. avvolta su un cilindro da 4 mm. ed avente una lunghezza di 13 mm.

Il trimmer nodale per 470 MHz, secondo quanto descritto nel paragrafo precedente, è stato spostato di 5 mm verso il condensatore variabile. La resistenza di catodo vale, secondo quanto prescritto, 100 Ω.

Fissata la lunghezza del circuito superiore, la capacità iniziale (2,5 pF), la capacità finale (25 pF) ed il valore dell'ammettenza riportato nella fig. 8 si ha per il circuito anodico una impedenza d'onda caratteristica $Z = 150\ \Omega$. Ciò significa che per una determinata larghezza e profondità della camera si deve usare un conduttore interno lungo 40 mm e formato da un filo da 2 mm spianato.

Il conduttore interno del circuito anodito dello stadio in entrata è stato accoppiato all'anodo per mezzo di una capacità di 30 pF. Come trimmer nodale per i 470 MHz si è usato un trimmer con una capacità massima di 2,5pF.

Nella fig. 11 abbiamo rappresentato in funzione della frequenza il guadagno di trasmissione Lu dei tre convertitori, misurato con una larghezza di banda di 9MHz. La fig. 12 mostra l'ondamento del numero di rumore aggiuntivo F_2 da 470 a 790 MHz. Nella fig. 13 è mostrato l'adattamento M_e dei tre convertitori sempre in funzione della frequenza in entrata f_0. La tensione di disturbo di oscillatore mostrato nella fig. 14 in funzione della frequenza di oscillatore f_{osc}, è inferiore ad un quinto del valore ammesso in tutta la gamma di frequenza, se, tenuto conto dell'irradiazione dello chassis, si ammette un valore di 2mV. Venne poi costruito anche un altro esemplare di convertitore a camera diritta sintonizzabile da 470 a 860 MHz. Il circuito è ancora quello della fig. 10. Si riesce a coprire il campo fino a 860 MHz con una riduzione della capacità iniziale a 1,5 pF, mantenendo il rapporto di variazione 1 : 10. Con ΔC = 15 - 1,5 pF, l'ammettenza di uscita della PC88 ed un conduttore interno di 43 mm si ottiene sempre una impedenza caratteristica $Z = 150\Omega$.

La distanza fra i due trimmer del circuito a π è di 24 mm. Il trimmer lato valvola viene piazzato il più vicino possibile alla paglietta del catodo. L'induttanza del circuito a π è formato da nastro di ottone argentato da 0,3 × 10 mm lungo 20mm.

Nella fig. 17 sono rappresentati gli andamenti in funzione della frequenza in entrata f_0, del guadagno di trasmissione Lu, del fattore di rumore aggiuntivo F_2, dell'adattamento M_e e della tensione di disturbo dell'oscillatore. La larghezza di banda era praticamente costante ed al centro valeva 8,5 MHz. L'insellamento della curva del filtro di banda era ≦ 1,5 dB da 470 a 860 MHz. *A*

Ricostituita dal C.N.R la commissione italiana per l'automazione

In vista dell'importanza sempre piú vasta che ha acquistato l'automazione nella vita odierna e, in particolare, per il progresso nel campo delle ricerche scientifiche e delle applicazioni industriali, il Consiglio Nazionale delle Ricerche ha ricostituito la Commissione italiana per l'automazione, che era stata sciolta – a norma di legge – per ultimato quadriennio di attività.

Alla Commissione italiana per l'automazione sono stati affidati i seguenti compiti: 1) occuparsi dei problemi scientifici e formativi connessi con l'automazione, con particolare riguardo al controllo automatico ed al calcolo automatico; 2) occuparsi dei problemi tecnici e applicativi, concernenti sia il settore operativo, sia quello organizzativo e amministrativo, nei riguardi dell'introduzione di procedimenti automatici e della produzione di mezzi per l'automazione; 3) occuparsi dei problemi economici e sociali dell'automazione, in quanto condizionano lo sviluppo tecnico, e con particolare riguardo ai problemi della ricerca operativa; 4) dare la consulenza agli organi dello Stato in materia di automazione; 5) raccogliere e pubblicare una adeguata documentazione sullo stato dell'automazione in Italia nei vari settori e sui problemi ad essa relativi; 6) curare la partecipazione italiana ai lavori degli enti internazionali interessati all'automazione e, in particolare, costituire il Comitato italiano dell'IFAC (International Federation of Automatic Control) in seno alla quale il C.N.R. è l'organo nazionale aderente, che rappresenta l'Italia.

La Commissione italiana per l'automazione risulta composta come segue: Prof. Ing. Algeri Marino, Presidente.

Prof. Ing. Ercole Bottani, Prof. Dott. Piero Caldirola, Prof. Ing. Giuseppe Evangelisti, Dott. Ing. Giuseppe Foddis, Prof. Ing. Giuseppe Francini, Prof. Dott. Aldo Ghizzetti, Dott. Ing. Ernesto Lensi, Dott. Ing. Rigo Righi, Dott. Ing. Olinto Mario Sassi, Prof. Ing. Antonio Scortecci, Prof. Dott. Giovanni Semerano, Prof. Ing. Ottorino Sesini, Prof. Dott. Renato Teani, Membri.

Prof. Ing. Antonio Lepschy e Prof. Ing. Antonio Ruberti, Segretari tecnici. Dott. Ing. Riccardo Vittorio Ceccherini, Segretario.

Per facilitare l'esplicazione dei compiti affidati alla Commissione, il Presidente può articolare i lavori in riunioni di Sottocommissioni, Gruppi, ecc. ai quali potranno essere chiamati a partecipare anche esperti estranei alla Commissione, in base alla loro specifica competenza in determinati settori.

Inoltre, il Presidente della Commissione – per attuare il coordinamento in sede nazionale delle varie attività concernenti l'automazione – può avvalersi dell'opera di un Comitato consultivo, che sarà costituito quanto prima da rappresentanti dei principali Dicasteri e dei maggiori gruppi industriali, interessati ai problemi dell'automazione e del controllo automatico. *(i.s.)*

Un nuovo orticonoscopio per la televisione a colori è stato realizzato recentemente in Giappone dalla Tokyo Shibaura Electric Company, Ltd. Il nuovo apparecchio, denominato Toshiba 7513, sostituirà i prodotti finora importati dall'estero. Grazie a quest'ultima realizzazione la Società è in grado di fornire al mercato interno tutte le apparecchiature necessarie all'industria televisiva. *(g.r.)*

Collaborazione Fiat-Bendix per commesse nato

La Bendix Corporation, ha annunciato di avere concluso contratti col Governo della Germania occidentale e con la Fiat per un valore complessivo di 12 milioni di dollari.

I contratti riguardano attrezzature elettriche di tipo molto avanzato per le forze aere della Nato e rientrano nel programma della Nato per lo sviluppo degli armamenti.

Secondo l'annuncio della Bendix i contratti riguardano « sistemi di navigazione integrati » indicatori di posizione e sistemi radar « doppler ».

I contratti prevedono « diverse centinaia » di tali apparecchiature che saranno installate su aerei militari da costruire in Germania su licenza Fiat nel complesso industriale Arge-Asud. Un altro contratto riguarda ulteriori forniture di radar « doppler » da installare su aerei che la Fiat costruirà per la NATO. *(v.o.)*

Sezione universitaria romana dell'IRE

Informiamo che, per iniziativa di un gruppo di studenti d'ingegneria elettronica dell'Università di Roma, si è costituita presso la Facoltà una « sezione universitaria romana » dell'« Institute of Radio Engineers », Associazione quest'ultima della quale sono ben noti gli scopi e l'attuale consistenza. Come da norma statutaria, gli scopi della Sezione sono rivolti essenzialmente allo sviluppo professionale dello studente, anche attraverso un'integrazione, teorica e pratica, dell'insegnamento universitario.

L'« Institute of Radio Engineers », che ha tangibilmente dimostrato di venire incontro alle esigenze degli studenti, concedendo una notevole riduzione sulla quota personale d'associazione, ha riconosciuto la Sezione universitaria romana il giorno 24 marzo u.s.

Ne sono attualmente soci 40 studenti della Facoltà d'ingegneria, ed il Comitato Esecutivo è così composto: Rappresentate dell'I.R.E. e del Corpo Insegnante: Prof. Giorgio Barzilai; altri membri: studenti Giovanni Mantovani, Giorgio Ingargiola, Francesco Papone, Giancarlo Grasso, Aris Bernardini.

Ai soci della sezione universitaria romana dell'I.R.E., che ne facciano richiesta tramite la propria segreteria, l'amministrazione della Editrice il Rostro concede lo sconto del 15 % sull'importo della quota di abbonamento alla rivista «l'antenna». *(a.)*

A. N.

Fotometria relativa alle applicazioni a cinescopi e a tubi per telecamere

Questa nota definisce i termini, i simboli e le unità usate in fotometria ed indica la loro relazione coi corrispondenti termini radiometrici. Inoltre vengono indicati metodi per il calcolo dell'illuminazione del fotocatodo dei tubi da presa e della luminosità dello schermo dei tubi a raggi catodici riceventi.

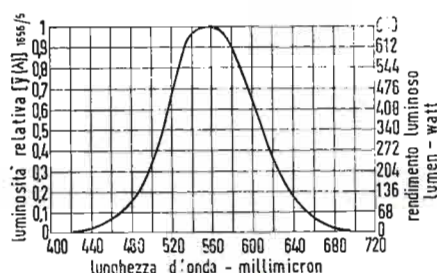



Fig. 1 - Curva standard di luminosità.

1. - DEFINIZIONI DI TERMINI FOTOMETRICI E SIMBOLI

La fotometria si occupa del computo dell'energia radiante relativamente alla sua possibilità di formare immagini. Poichè il grado della sensazione visuale dipende dalla lunghezza d'onda dell'energia radiante, vi è una differenza fra misure di radiazione e di luminosità. L'energia attuale che viene trasmessa dalle onde elettromagnetiche è detta energia radiante, mentre si chiama energia luminosa solo quell'energia radiante che stimola sensazione luminosa.
Una curva di luminosità mostra l'efficienza relativa dell'energia radiante di varie lunghezze d'onda per provocare la sensazione visiva per un particolare osservatore ed in particolari condizioni.
La curva di luminosità standard mostrata in fig. 1 (visione fotopica) è stata adottata per rendere la fotometria il più possibile obiettiva e per disporre di una norma per le specifiche dei dati fotometrici.
Questa curva rappresenta la media di numerose osservazioni; essa quindi non rappresenta la risposta di un qualsiasi osservatore singolo. L'ordinata di un qualunque punto della curva di luminosità relativa è spesso chiamata «fattore di visibilità» per la lunghezza d'onda corrispondente a quel punto.
Il rendimento luminoso di una sorgente di luce è la velocità di emissione dell'energia luminosa per watt di potenza di entrata. Il rendimento luminoso non deve essere confuso col coefficiente luminoso, che è un rapporto dell'energia luminosa all'energia radiante emesso da una sorgente.
Il comitato di colorimetria dell'optical Society of America ha raccomandato la seguente tabella, che dà i nomi, i simboli e le unità fondamentali MKS usati in fotometria e in radiometria.

Tabella I - Termini, simboli e unità MKS raccomandati per le grandezze radiometriche e fotometriche

RADIOMETRIA			FOTOMETRIA		
Termine	Simbolo	Unità MKS	Termine	Simbolo	Unità MKS
Energia radiante	U	joule	Energia luminosa	Q	talbot
Flusso radiante	P	watt	Flusso luminoso	F	lumen
Emittanza radian.	W	watt/m²	Emittanza luminosa	L	lumen/m²
Intensità radiante	J	watt/ω	Intensità luminosa	I	lumen/ω (candele)
Radianza	N	watt/ωm²	Brillanza	B	lumen/ωm² (candele/m²)
Irradianza	H	watt/m²	Illuminazione	E	lumen/m² (lux)
Lunghezza	m	metro	Angolo solido	ω	steradiante

Tabella II - Illuminazione approssimativa della scena per varie condizioni all'esterno

Condizioni di luce	Illuminazione della scena (footcandles)
Piena luce diurna (ma non luce diretta del sole)	1000÷2000
Cielo nuvoloso per q/10	100
Cielo molto scuro	10
Ombra	1
Ombra densa	0,1
Luna piena	0,01
¼ di luna	0,001
Luce stellare	0,0001
Luce stellare con nuvole	0,00001

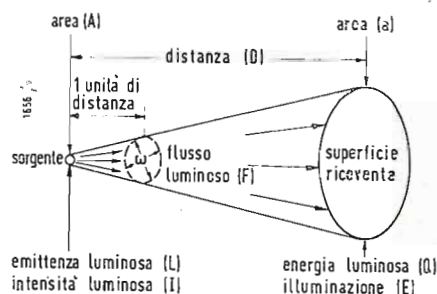



Fig. 2 - Rappresentazione grafica dei termini principali usati in fotometria.

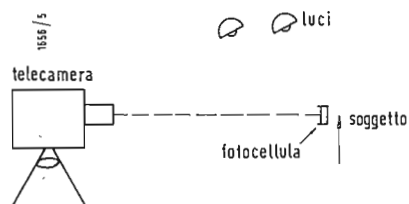



Fig. 3 - Apparecchiatura per valutare l'illuminazione di una scena con un misuratore a fotocellula.

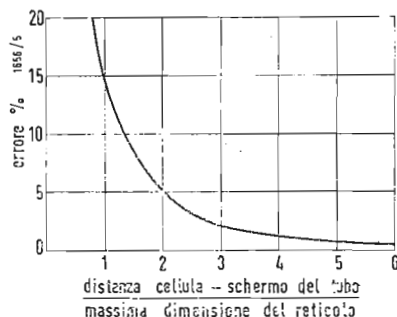



Fig. 4 - Errore percentuale nel calcolo della brillanza col II metodo, quando la distanza fra la cellula e lo schermo del tubo è minore di cinque volte la massima dimensione del reticolo. Il valore della brillanza risulta diminuito della percentuale qui indicata.

Ogni unità radiometrica viene convertita nella corrispondente unità fotometrica considerando la funzione standard di luminosità $Y(\lambda)$. Ad es. la curva di luminosità standard di fig. 1 mostra che una sorgente a 600 millimicron produce 430 lumen di flusso luminoso per ogni watt di flusso radiante.

Il flusso luminoso F è la velocità con cui fluisce l'energia luminosa Q. Un lumen corrisponde ad un flusso luminoso di un talbot per secondo. Il lumen viene anche definito come il flusso luminoso F_e emesso nell'angolo solido unitario da una sorgente puntiforme di una candela; cioè una sorgente puntiforme della potenza di una candela emette in totale 4π lumen.

L'emittanza luminosa L è la densità di flusso luminoso di una superficie emittente ed è espressa come segue:

$$L = \frac{F_e}{A}$$ lumen per metro quadrato o per piede quadrato, dove A è l'area della superficie emittente.

L'intensità luminosa I è il rapporto del flusso luminoso emesso da un elemento di sorgente in un angolo solido all'angolo solido, ovvero è il flusso luminoso per steradiante ω emesso da una sorgente. È espressa così:

$$I = \frac{F_e}{\omega}$$ lumen per steradiante.

La brillanza B è l'attributo quantitativo di luce che corrisponde alla sensazione di luminosità. Il termine « luminosità » deve essere usato solo per designazioni non quantitative, specialmente riferendosi a sensazioni e percezioni di luce. Le unità di brillanza riguardano due classi: La prima, « brillanza-intensità », è data da:

$$B_i = \frac{I}{A \cos \theta}$$ lumen per steradiante per metro quadrato, o candele per metro quadrato.

dove I è l'intensità luminosa dell'area A, vista secondo una direzione che forma l'angolo 0 con la normale alla superficie.

La seconda unità di brillanza si riferisce a sorgenti, che obbediscono alla legge di Lambert, che stabilisce che « l'intensità proveniente da un elemento di superficie di un radiatore perfettamente dipendente è proporzionale al cosen o dell'angolo fra la direzione di emissione e la normale alla superficie ». Un elemento di superficie che obbedisce a questa legge appare sempre brillante allo stesso modo osservandolo da qualsiasi direzione. Questa unità, chiamata brillanza B_l-Lambert, è data da:

$B_l = \pi B_i$ footlambert, o metrolambert o simili.

L'illuminazione E, o illuminanza, è la densità di flusso luminoso F_r sopra una superficie uniformemente illuminata.

La sua espressione analitica è:

$$E = \frac{F_r}{a}$$ lumen per metro quadrato (lux), lumen per piede quadrato (footcandles) o lumen per centimetro quadrato (phot),

dove a è l'area della superficie illuminata.

Per radiatori perfettamente diffondenti, l'emittanza luminosa L è uguale a π volte la « intensità-brillanza » B_i. Perciò un radiatore perfettamente diffondente avente la brillanza di B_i candele per m² emette πB_i lumen per metro quadrato. La fig. 2 illustra graficamente i principali termini usati nei calcoli fotometrici.

2. - CALCOLO DELL'ILLUMINAZIONE DEL FOTOCATODO DEI TUBI DA PRESA

La scena da trasmettere per televisione viene otticamente messa a fuoco sul fotocatodo del tubo da presa per mezzo di lenti. Per gli usi pratici, l'illuminazione del fotocatodo del tubo di analisi nella telecamera, si può calcolare con la seguente formula:

K	circolare	quadrato	rettangolare
0	1,0	1,0	1,0
1	5,0	4,4	3,4
2	17,0	13,8	10,5
3	37,0	29,6	22,6
4	65,0	51,3	38,8
5	101,0	79,8	60,4
6	145,0	114,7	86,2

Fig. 5 - Rapporto della brillanza B_1 all'illuminazione E per vari valori di K.

$$E = \frac{E_s R T}{4 f^2 (m + 1)^2}$$

dove:

E = illuminazione del foto catodo in footcandles,

E_s = illuminazione della scena in footcandles,

R = coefficiente di riflessione della scena,

T = coefficiente di trasmissione delle lenti,

m = ingrandimento lineare dalla scena al fotocatodo del tubo,

f = f/numero delle lenti.

Questi fattori si ricavano come segue: come indicato in fig. 3, l'illuminazione E_s della scena si ottiene generalmente per mezzo di fotocellule tarate poste vicino all'oggetto principale della scena, con le cellule rivolte verso la telecamera.

L'illuminazione è indicata in footcandles sul misuratore della fotocellula. Per l'impiego di tubi da presa per esterni, si può usare la tabella II a titolo di orientamento per determinare approssimativamente l'illuminazione della scena.

Se si usa sopra le lenti un filtro neutro di densità, l'illuminazione del fotocatodo del tubo viene attenuata secondo un fattore uguale alla trasmissione del filtro.

Il valore del potere di riflessione R del soggetto principale nella scena deve essere stimato. Il valore della riflettività delle immagini di prova è circa 0,9; per scene dal vero si usa spesso il valore 0,5 che è caratteristico.

Il prodotto $E_s R$ può venire sostituito dalla brillanza del soggetto principale, ricavata dal misuratore di brillanza. A E in footcandle corrisponde la brillanza in foottlambert.

La trasmissione T delle lenti è variabile. Per lenti standard Eastman Kodak Ektanon per orticonoscopio a immagine, un valore tipico è 0,9; per altre lenti, la trasmissione può essere 0,75 o meno.

Il simbolo f è la attuale quantità f/numero adottata. Si ricordi che quanto più basso è f/numero, tanto maggiore è l'illuminazione del fotocatodo del tubo. L'ingrandimento m è il rapporto tra le dimensioni dell'immagine e quelle dell'oggetto. Fintanto che la distanza fra la lente della camera e l'oggetto è grande rispetto alla lunghezza focale della lente, questo termine è trascurabile. Per es. se la distanza fra la lente ed il soggetto è 17 volte la lunghezza focale, il valore del termine $(m + 1)^2$ è solo 1,12; cioè si introduce un errore del 12% se si trascura l'ingrandimento. (La lunghezza focale di una lente generalmente è stampata sul davanti del supporto di montaggio dalla lente).

3. - MISURA E CALCOLO DELLA BRILLANZA DELLO SCHERMO DEL TUBO A RAGGI CATODICI

In generale vi sono quattro metodi per misurare la brillanza di uno schermo di un tubo r.c. I metodi I e IV misurano la brillanza media dell'area direttamente sotto al dispositivo di misura. I metodi II e III misurano la luminosità media dell'intera area del reticolo luminoso. In queste misure vi sono molte fonti di errore; la precisione del 10% è da ritenersi soddisfacente.

3.1. - I Metodo - Uso del misuratore di brillanza o misuratore di «luminosità»

Quando si usa un misuratore di « luminosità » (in commercio se ne trovano di vari tipi), la brillanza espressa in footlambert può essere letta direttamente sullo strumento, ammesso che esso sia esattamente tarato e sia diretto sul reticolo del tubo r.c. Dato che simili misuratori in generale ricoprono una piccola superficie, essi devono essere spostati su diverse aree del reticolo per misurare le variazioni di luminosità sullo schermo del tubo. Il valore fornito da un misuratore di brillanza non è funzione della distanza dallo schermo del tubo.

3.2. - II Metodo - Uso di un misuratore di illuminazione quando la distanza fra la cellula e la superficie del tubo è almeno cinque volte la massima dimensione del reticolo.

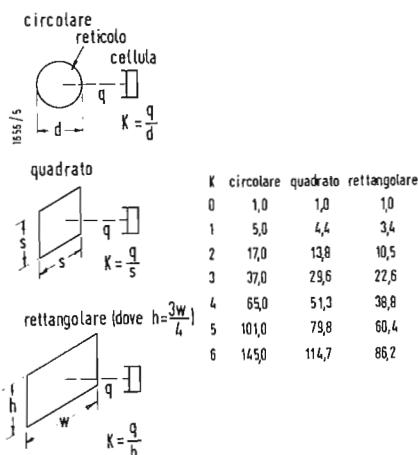
La cellula Weston Photronic corretta per l'occhio è un'unità molto comune per misurare l'illuminazione in footcandle di una sorgente. Il valore misurato è funzione della distanza dallo schermo del tubo; tale distanza può essere minore di cinque volte la massima dimensione del tubo, se si possono tollerare errori maggiori dovuti alla geometria dell'1%. La fig. 4 indica l'errore percentuale nella misura della luminosità in funzione del rapporto della distanza della cellula dalla superficie del tubo alla massima dimensione del reticolo.

La brillanza B_i in footlambert si può ricavare dalla seguente formula:

$$B_i = \pi E \frac{D^2}{A}$$

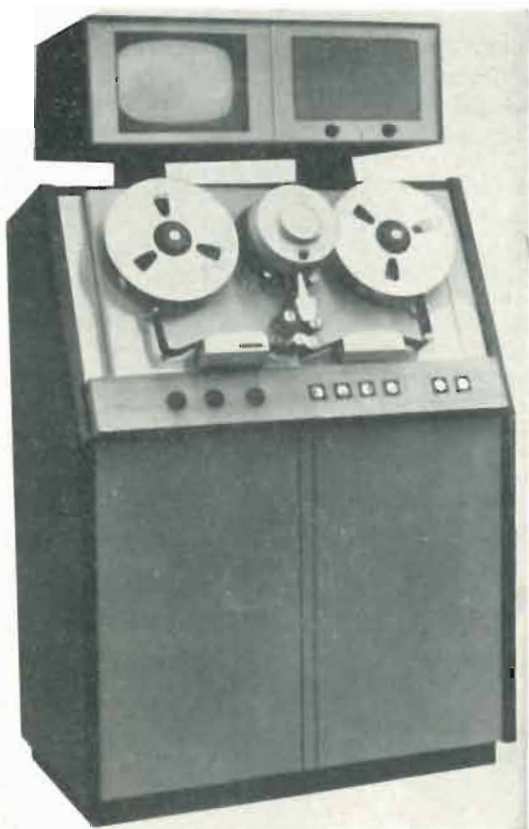
dove E è l'illuminazione letta sul misuratore in footcandle; D è la distanza dalla cellula alla superficie del tubo, in piedi; A è l'area del reticolo in piedi quadrati. La cellula deve essere disposta perpendicolarmente alla linea centrale del tubo.

3.3. - III Metodo - Uso di un misuratore di illuminazione quando la distanza della cellula alla superficie del tubo è minore di cinque volte la massima dimensione del reticolo.

In questo caso i calcoli della brillanza sono più complessi; si deve considerare

la forma del reticolo, come pure la sua area e la distanza dalla cellula. I risultati di tali computi per tubi circolari, quadrati e rettangolari (rapporto di aspetto 3/4), sono raccolti nella figura 5 ed esprimono il rapporto della brillanza all'illuminazione per vari valori di K, essendo K il rapporto della distanza della cellula del reticolo divisa per una certa dimensione del reticolo. Poichè la cellula ha un'area finita, i calcoli risultano affetti da un errore, che però è piccolo quando l'area della cellula è piccola rispetto all'area del reticolo. Il valore di B/E dato nella tabella moltiplicato per la indicazione dello strumento in footcaudle eguaglia la brillanza in footlambert.

3.4. - IV Metodo - Uso di un misuratore di illuminazione per misurare direttamente la brillanza

La figura 5 indica un altro metodo di misurare la brillanza. Per il valore di $K = 0$, o quando la cellula è collocata direttamente contro la superficie del tubo, la lettura in footcaudle è numericamente uguale alla brillanza in footlambert.
Questa relazione è verificata solo se il reticolo è più grande della cellula. *A*

Nuovo registratore di segnali TV della Ampex Co. per circuiti chiusi

La Ampex Corporation, che costruisce già il registratore televisivo Audiotape per trasmissioni circolari, ha ora annunciato l'approntamento di un nuovo registratore televisivo adatto per sistemi televisivi a circuito chiuso per impieghi didattici, industriali e statali.
Il nuovo apparecchio, indicato con la sigla VR-8000, impega una unica testa video registratrice e riproduttrice ed utilizza un sistema di spazzolamento elicoidale; il registratore per trasmissione utilizza invece quattro teste di registrazione a spazzolamento trasversale montate su un tamburo rotante. Il mod. VR-8000 utilizza una velocità del nostro piú bassa ed occupa minore spazio. Esso è progettato solo per funzionare in circuiti chiusi che non richiedono una alta stabilità del tempo base come invece è necessario con i segnali che devono essere teletrasmessi.
Lo studio del VR-8000 è stato iniziato nel 1957 e successivamente ha subito continui miglioramenti. Si può senz'altro affermare che il VR-8000 avrà un ruolo di primo piemo nello sviluppo sempre piú crescente del mercato dei sistemi televisivi a circuito chiuso. L'impiego dei sistemi a circuito chiuso si è ormai affermato nell'industria, nel campo di didattico e nelle applicazioni statali sia militari, sia civili. Il VR-8000 potrà adattarsi bene sia ai vecchi che ai nuovi sistemi, perchè richiede delle minime conoscenze tecniche per la manovra e la manutenzione. Inoltre anche il costo iniziale e le spese di funzionamento possono essere facilmente inserite nei preventivi di spesa degli utilizzatori. Si può affermare che il campo dei sistemi televisivi a circuito chiuso ha trovato nel VR-8000 il registratore adatto.
Le ragioni principali per le quali un registratore televisivo a nastro si può considerare una delle parti più importanti di un sistema televisivo a circuito chiuso sono sostanzialmente quattro:
1. un registratore a nastro elimina il problema della distanza. Poichè nei sistemi televisivi a circuito chiuso la visibilità è limitata dai monitori che si possono collegare alla fine del cavo, la trasmissione potrà essere osservata ed ascoltata da un limitato numero di persone per ogni installazione. Con un registratore televisivo a nastro i programmi possono essere ripresi in una qualsiasi installazione e riprodotti nelle altre. Una lezione o un qualsiasi altro programma registrato in una università del Canadà può essere comodamente riprodotto nelle università dell'Australia, dell'India o della Francia, senza bisogno di avviluppare il mondo di cavi.
2. Il registratore televisivo a nastro supera anche il tempo, perchè permette di fissare dei fenomeni che altrimenti sarebbero persi per sempre. Una lezione interessante od una dimostrazione possono essere registrate su un nastro e mostrate ad altri gruppi domani, o la prossima settimana o l'anno prossimo.
3. La possibilità di registrare degli eventi unici quando essi si manifestano. Si possono cosí registrare operazioni chirurgiche, fenomeni scientifiici, avvenimenti sportivi, lezioni di specialisti, nel momento stesso in cui si verificano. Poi queste informazioni non rimangono solo patrimonio dei pochi presenti ma possono essere riviste da tutti quelli che possono averne interesse.
4. Ragioni economiche. Invece di calcolare il costo di una lezione didattica sulla

base di 40 studenti si può avere una base di quattromila ad anche quaranta mila studenti. Si potranno quindi avere delle lezioni molto più efficaci ad un costo unitario per studente molto più basso.
I nastri costituiscono il mezzo di immagazzinamento ideale per i sistemi a circuito chiuso. La qualità della figura ottenuta da un nastro televisivo è migliore di quella di un film perchè la registrazione su nastro rappresenta l'immagazzinamento elettronico di un segnale elettronico senza bisogno di passare per altre forme di segnale, come potrebbe essere per esempio le conversione della figura elettronica in una figura ottica e il sucessivo sviluppo di questa figura. Il nastro è più flessibile degli altri sistemi. Esso può essere cancellato tutto o in parte; si può cancellare anche il solo suono ed inserire dell'altro suono, senza disturbare la parte della figura. Il nastro è il sistema più economico di registrazione. Una stessa bobina di nastro può essere usata almeno per cento cicli successivi di registrazione e cancellazione. Ed ora con il nuovo sistema Ampex a velocità ridotta il costo iniziale del nastro che permette una registrazione di trenta minuti è minore del costo iniziale del film necessario per ottenere la stessa durata.
Inoltre il nastro può essere reimpiegato per altre registrazioni, mentre il film serve una sola volta.
La testa video del VR-8000 è stata concepita in modo da garantire una lunghissima durata. Con le velocità di 7,5 pollici/sec ed una bobina da 12,5 pollici si può ottenere una durata di registrazione di due ore. Oltre al segnale video si possono registrare anche tre canali audio. Tutto il complesso è realizzato in modo da ridurre al minimo gli incovenienti di funzionamento e la necessità di manutenzione. I nastri registrati su qualsiasi VR-8000 possono essere riprodotti con qualsiasi altro VR-8000. La curva di frequenza è piatta fino a 5MHz ed a 6 MHz si ha una diminueione di soli 6 dB.
Nonostante non sia ancora stato reso ufficialmente noto il costo di questa nuova apparecchiaura, possiamo anticipare che il costo del VR-8000 sarà notevolmente inferiore a quello del registratore Videtape a quattro teste usato per la telediffusione.
La AMPEX oltre ad avere realizzato il nuovo VR-8000 si sta continuamente sforzando per migliorare ulteriormente il suo registratore a quattro teste e per aumentarne la versatilità e la flessibilità. Del resto questo sistema ha già raggiunto una notevole espensione su scala mondiale con ben 700 esemplari in funzione. Le maggior parte delle spese di sviluppo e ricerca stanziate dalla Ampex sono destinate al miglioramento del registratore a quattro teste per telediffusione.
(g.b.)

L'inizio del II programma TV

(segue da pag. 193)

i morsetti d'ingresso VHF e UHF del televisore o del convertitore.
Anche in questo caso occorre far bene attenzione alla qualità ed efficienza di tutti gli elementi ora accennati (antenne, filtri, cavo) onde ridurre al minimo l'attenuazione del segnale dell'antenna al televisore.
Le sorprese in questo campo possono essere molte ed i risultati, da fornitore a fornitore, possono essere talmente disparati da rendere una ricezione ottima o addirittura inaccettabile. *A*

Concluso a Trieste il IV convegno della pubblicità cine-televisiva

Alla Camera di commercio di Trieste si è tenuto il quarto Convegno nazionale della pubblicità cinematografica e televisiva organizzato per iniziativa della Fiera internazionale campionaria di Trieste, del Centro sviluppo economico e delle associazioni di categoria degli utenti e tecnici della pubblicità.
Il presidente della Federazione italiana pubblicità, Villani, ha espresso il compiacimento della categoria agli organizzatori.
La prima relazione è stata presentata dal dott. Massa Galante che ha parlato sui riflessi che avrà nel settore pubblicitario la entrata in funzione del II canale TV.
(v.o.)

Trasmissioni TV a pagamento autorizzate dalla FCC

La Commissione federale per le Telecomunicazioni (FCC) ha autorizzato ufficialmente la HARTFORD PHONEVISION COMPANY ad affettuare la trasmissione sperimentale di programmi televisivi a pagamento nella zona di Harford (Connecticut) per un periodo di tre anni.
All'impresa partecipano la RKO GENERAL INC., proprietaria della stazione televisiva WHCT di Hartford, e la ZENITH RADIO CORPORATION, che detiene il brevetto di un dispositivo che consente di sintonizzare i televisori per la ricezione dei programmi televisivi a pagamento.
Diversi sistemi sono stati provati su scala ridotta da alcuni anni a questa parte, ma le trasmissioni sono state convogliate sulle linee telefoniche o cavi privati.
La HARTFORD PHONEVISION inizierà le trasmissioni televisive a pagamento soltanto quando saranno stati raccolti 2.000 abbonati ed installati altrettanti dispositivi « convertitori » sugli apparecchi riceventi degli abbonati. Queste operazioni richiederanno una preparazione di almeno sei mesi.
In un primo tempo, i programmi a pagamento comprenderanno pellicole di prima visione e, in un secondo tempo, anche rappresentazioni teatrali, concerti e spettacoli sportivi. In media, la visione di un programma costerà agli abbonati da 75 cents a 1,50 dollari (da 465 a 930 lire), con un massimo di 3,50 dollari 2.175 lire) in qualche caso speciale.
L'abbonato, oltre a versare una quota per il nolo del « convertitore » montato sul televisore e le spese di manutenzione, si impegnerà a saldare mensilmente il conto dei programmi scelti. *(u.s)*

Piera Soati

Note di servizio del ricevitore di TV a circuiti stampati Voxson, modello 303

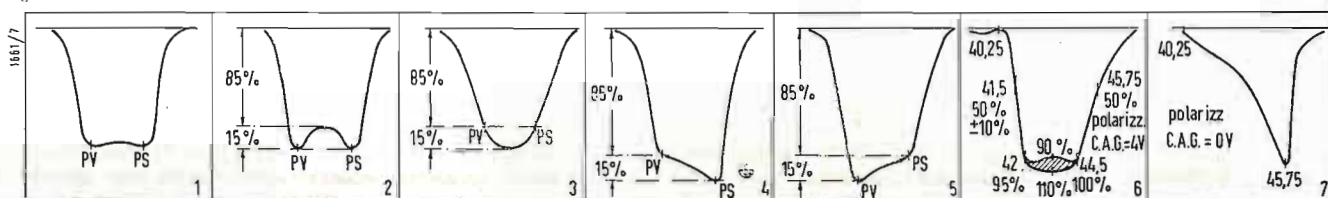



Fig. 1 - Curve di taratura degli stadi RF e FI, vedi testo.

1. - GENERALITA

Il televisore della Voxson mod. 303 è adatto per la ricezione di tutti i canali italiani VHF, tramite un gruppo sintonizzatore a 13 posizioni, e della gamma UHF compresa fra i 470 e 940 MHz. L'alimentazione, del tipo universale, ne permette l'uso su reti di 125, 140, 160, 220, 240 V a 50 Hz. L'impedenza di ingresso d'antenna, tanto per la VHF quanto per le UHF, è di 300 Ω bilanciati. Media frequenza video 40-47 MHz, con sistema intercarrier; portante video convertita a 45,75 MHz e portante audio a 40,25 MHz. In questo televisore si fa uso di un cinescopio da 23" avente deflessione a 110° con focalizzazione elettrostatica automatica. Il consumo si aggira sui 180 VA. L'altoparlante, del tipo ad alto rendimento è un magneto-dinamico ellittico avente dimensioni di 13 × 18 cm. Dimensioni: larghezza cm 73, altezza cm 53, profondità cm 36. Peso: 38,5 chilogrammi.

2. - VALVOLE IMPIEGATE

V_{101} = EF80 1° amplificatrice video, V_{102} = EF80 2° amplificatrice video, V_{103} = EF80 3° amplificatrice video, V_{104} = OA90 rivelatore video, V_{201} = EL84 finale video, V_{202} = 12AU7 (ECC82) separatore invertitore dei sincronismi, V_{203} = ECL85 oscillatore e finale verticale, V_{301} = EL84 finale suono, V_{302} = EABC80 discriminatore e preamplificatore suono, V_{303} = EF80 limitatore MF suono, V_{401} 12AU7 (ECC82) oscillatore orizzontale, V_{402} = OA81 discriminatore CAF, V_{403} = OA81 discriminatore CAF, V_{501} = 6DQ6GT finale orizzontale, V_{502} = 1G3GT raddrizzatrice EAT, V_{503} = 6AU4GTA damper, V_{504} = 23CP4 o simile, cinescopio, V_{505} = OA210 raddrizzatore anodica, V_{506} = OA210 raddrizzatore anodica, V_{701}-$_{901}$ = ECC88-ECC189 amplificatore RF in VHF (cascode), V_{702}-$_{902}$ = ECF80 oscillatore locale e mescolatore VHF. V_{801} = 1N82A mescolatore UHF, V_{802} = 6AF4A oscillatore locale UHF.

3. - SINTONIZZATORE UHF

Per la ricezione delle UHF è stato usato un gruppo sintonizzatore il quale ha il compito di convertire direttamente il segnale di entrata alla frequenza di media frequenza video. Esso è composto di una valvola 6AF4A che funge quale oscillatore locale e da un diodo mescolatore 1N82A. Mentre tanto il circuito d'ingresso quanto quello dell'oscillatore sono composti da linee coassiali collegate a condensatori variabili a comando unico, il circuito di uscita fa capo, mediante un cavetto coassiale da 50 Ω, all'ingresso del sin-

Fig. 2 - Circuito di adattamento del generatore di misura.

Fig. 3 - Disposizione delle regolazioni degli oscillatori locali del gruppo RF.

sul terminale, per contro, il semplice attorcigliamento a mano, non permette buoni contatti elettrici.

5. - NORME DI ALLINEAMENTO

Premettiamo che come al solito lo schema elettrico è pubblicato nella rubrica Archivio schemi e che gli strumenti da usare sono i soliti che abbiamo segnalato più volte.

Sintonizzatore a tamburo: oscillatore - 1°) collegare il wobbulatore ai morsetti di antenna del TV (300 Ω). 2°) Collegare il terminale uscita video di MF all'ingresso verticale delll'oscillografo (o alla presa rivelatore del marker). 3°) Portare a metà corsa il condensatore di sintonia fine. 4°) Far coincidere il segnale di riferimento della portante audio di ciascuno canale nella posizione indicata 40,25 nella curva n. 6, regolando il trasformatore T_{702}. Le frequenze portanti, audio e video, sono le solite già indicate altra volta.

Circuiti RF - 1°) collegare il wobbulatore ai morsetti di antenna. 2°) collegare l'oscillografo al punto di controllo PC sulla griglia della V_{702} tramite sonda cc. 3°) portare il commutatore su posizione H. 4°) regolare il wobbulatore e il marker per le frequenze portanti proprie del canale, con ampiezza di circa 15 MHz. 5°) regolare i compensatori C_{704}, C_{705} fino ad ottenere la curva n. 1. 6°) Controllare gli altri canali; le curve di risposta dovranno essere simili alla curva n. 1 e rientrare nei limiti indicati dalle curve 2, 3, 4, 5. Non rientrando in tali limiti occorre ritoccare l'accoppiamento tra le spire delle bobine del canale interessato.

Sintonizzatore a flange: oscillatore-1°) collegare il wobbulatore ai morsetti di antenna come già indicato. 2°) regolare il wobbulatore ed il marker per le frequenze relative il canale da allineare. 3°) Collegare il terminale di uscita video MF all'ingresso verticale dell'oscillografo. 4°) Portare C_{927} a metà corsa e così pure il variabile di sintonia.

tonizzatore VHF che nella posizione UHF viene fatto fungere quale amplificatore supplementare in MF. Naturalmente in tal caso la sezione triodica della valvola ECF80 è resa inattiva.

4. - NOTA IMPORTANTE PER LA RIPARAZIONE DEI CIRCUITI STAMPATI

Tutte le operazioni di riparazione sui circuiti stampati per quanto non presentino notevoli difficoltà, richiedono qualche particolare precauzione. Il pericolo maggiore al quale si va incontro, agendo su detti circuiti, è costituito dalla possibilità di distacco dello strato conduttore del supporto. Nelle condizioni normali di funzionamento, lo strato è fortemente aderente al laminato plastico che costituisce il supporto, ma l'azione del saldatore, se prolungata, può causarne il distacco. Dovendo procedere alla sostituzione di un componente qualsiasi quale resistenze, condensatori ecc., è consigliabile frantumare, mediante pinze o tronchesi, i relativi terminali usandoli quindi come ancoraggi per la saldatura del nuovo componente. I terminali di quest'ultimo debbono essere mantenuti sufficientemente lunghi per evitare che durante la saldatura se ne provochi un riscaldamento eccessivo che darebbe luogo ad alterazione del valore. Qualora sia necessario staccare un conduttore dai terminali di attacco dei pannelli stampati è opportuno procedere al nuovo collegamento per mezzo di saldatura e non limitarsi al semplice attorcigliamento. L'operazione di ancoraggio dei conduttori suddetti viene eseguita in fabbrica mediante una speciale attrezzatura che permette un fortissimo serraggio del conduttore

Fig. 4 - Distribuzione delle induttanze di sintonia sul tamburo del selettore di canali del gruppo RF.

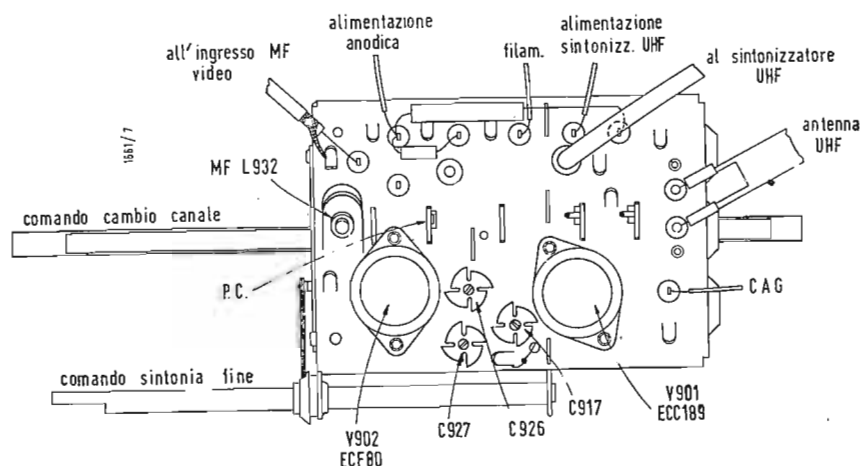



Fig. 5 - Distribuzione dei principali componenti e dei comandi del gruppo RF.

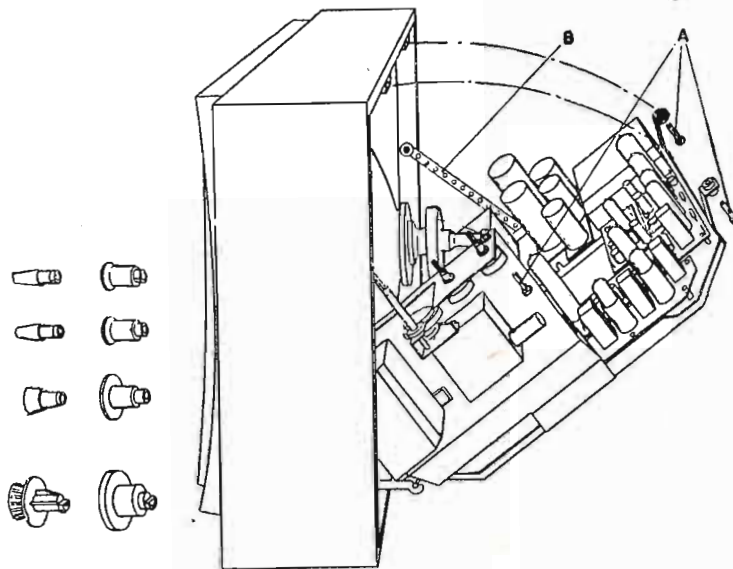



Fig. 6 - Schema di smontaggio per il ribaltamento del telaio.

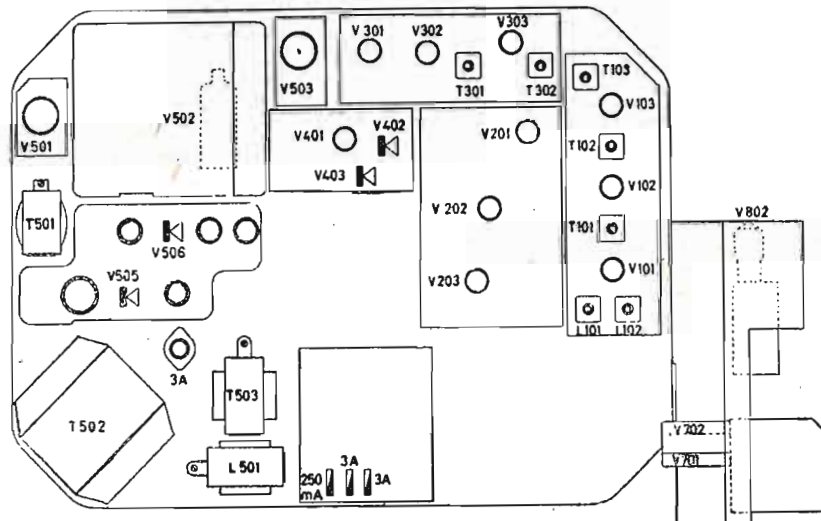



Fig. 7 - Distribuzione dei tubi e dei principali componenti sul telaio principale del ricevitore di TV Voxson, mod. 303.

5°) Allineare il canale H regolando il nucleo della bobina dell'oscillatore L_{929} fino a portare il marker della portante suono sulla posizione 40,25 della curva n. 6. 6°) Ripetere le operazioni per gli altri canali. La freccia inserita sull'asse del sintonizzatore indica il canale sul quale il TV è predisposto. (figura 3). *Circuiti RF* - 1°) wobbulatore come sopra. 2°) collegare il punto di controllo PC all'ingresso verticale dell'oscillografo. Inserire nel punto più vicino possibile a PC una resistenza di disaccoppiamento da 10.000 Ω. 3°) Collegare a massa il CAG del sintonizzatore. 4°) Dopo aver portante il sintonizzatore sul canale H regolare L_{905}, L_{911}, L_{918}, L_{924} fino ad ottenere la massima uscita e la curva n. 1. Agendo su L_{903} si corregge la larghezza della banda passante. Nel caso in cui la curva di risposta presenti dei picchi eccessivi si possono allontanare le spire di L_{931} limitandosi però al minimo indispensabile per non ridurre l'amplificazione. 5°) Passare sul canale D regolando i compensatori C_{917} e C_{926} ritoccando se necessario L_{905}. 6°) Controllare i canali E, F, G e nel caso in cui non si ottengano le curve entro le tolleranze delle curve 2,3,4,5 si deve cercare un compromesso fra l'allineamento dei canali

D e H fino a far rientrare tutti i canali nei limiti delle tolleranze. 7°) Commutare sul canale C e regolare L_{903}, L_{909}, L_{916}, L_{922} fino ad ottenere la curva corretta di n. 1. La larghezza di banda può essere regolata variando la posizione del filo posto in parallelo a C_{908}. 8°) Commutare sul canale B e regolare L_{901}, L_{907}, L_{914}, L_{920} fino ad ottenre la massima uscita ed una curva corretta.

Canale media frequenza UHA - 1°) Collegare a massa il CAG del sintonizzatore. 2°) staccare il cavo schermato di uscita dello stesso dal pannello di MF e chiuderlo su una resistenza da 68 Ω.

3°) Collegare l'ingresso verticale dell'oscillografo al punto PC, tramite una resistenza da 10.000 Ω posta il più vicino possibile a detto punto. 4°) Collegare l'uscita del wobbulatore alla presa di ingresso tramite adattatore (figura 2). 5°) Regolare il wobbulatore a 43 MHz con spazzolamento di 15 MHz ed il generatore di segnali di riferimento a 40,25 e 47,75 MHz. 6°) Regolare la bobina L_{913} fino a portare il segnale di riferimento a 40,25 MHz in corrispondenza della massima ampiezza della curva. 7°) Regolare L_{906} e L_{919} fino ad ottenere la massima ampiezza ed una curva simmetrica. 8°) Regolare T_{902} in modo ad ottenre la massima uscita ed avere segnali di riferimento a 40,25 e 47,75 MHz a livello identico.

Allineamento media frequenza video - 1°) Portare commutatore su una posizione libera. 2°) Collegare capacitativamente l'uscita del wobbulatore alla valvola convertitrice ECF80 mediante un cappellotto infilato sul bulbo della valvola stessa come già spiegato altre volte. 3°) Regolare i wobbulatore a 43 MHz con spazzolamento di 10 MHz.

4°) Collegare il terminale di uscita del segnale video dal pannello di MF (punto di giunzione tra L_{104} e L_{201}) all'ingresso verticale dell'oscillografo, interponendo una resistenza da 10.000 Ω di disaccoppiamento il più vicino possibile a tale terminale. 4°) Allineare secondo i dati della tabella applicando le prescritte tensioni di polarizzazione direttamente al terminale CAG sul pannello MF. 5°) La curva di risposta, con polarizzazione —4V, deve rientrare nelle tolleranze indidate nella curva n. 6. Eventualmente ritoccare i circuiti fino ad ottenere una curva corretta. Con tensione di polarizzazione di 0 volt la curva deve corrispondere a quella n. 7.

Allineamento circuiti media frequenza audio - 1°) Sintonizzarsi sulla stazione locale, e, agendo sul comando di sintonia, far apparire sul video una fitta punteggiatura, che corrisponde al battimento a 5,5 MHz fra le portanti audio e video. 2°) Regolare il nucleo del primario (inferiore) del trasformatore T_{302} fino ad avere la minima evidenza della punteggiatura. 3°) sintonizzare regolarmente il televisore. 4°) Collegare un voltmetro a valvola per cc tra il terminale negativo di C_{306} e la massa. 5°) Regolare il nucleo superiore T_{302} ed il nucleo inferiore di T_{301} per la massima uscita del voltmetro. Nel caso di segnali forti agire sul comando di contrasto in modo da leggere sul voltmetro tensioni superiori a 1,5 Volt. 6°) Collegare il terminale di massa del voltmetro al centro di due resistenze da 100.000 Ω disposte in serie e collegate tra i terminale negativo di C_{305} e la massa: collegare il terminale positivo del voltmetro al punto di giunzione di R_{307} con C_{309}. 7°) Regolare il nucleo superiore di T_{301} fino ad ottenere l'azzeramento del voltmetro disposto sulla portata più bassa e con lo zero al centro scala. (L'allineamento si può anche eseguire applicando un segnale a 5,5 MHz al terminale di ingresso del segnale video sul pannelo video e verticale. Il primario T_{302} (nucleo inferiore) si regola in modo da avere la lettura minima sul voltmetro a valvola collegato al catodo del cinescopio, tramite sonda a RF.

Allineamento oscillatore orizzontale - 1°) Sintonizzare l'apparecchio sulla stazione TV. 2°) Collegare un condensatore da 1 μF in parallelo a R_{405} sfruttando il TP_{402} ed il terminale di uscita per la bobina L_{502}. 3°) Regolare il nucleo della bobina L_{502} fino alla sincronizzazione ddll'immagine. 4°) staccare il condensatore da 1μF e regolare il potenziometro di sincronismo orizzontale R_{517} fino a raggiungere la nuova sincronizzazione. 5°) Ripetere queste due operazioni fino a che non si notino variazioni di frequenza dell'oscillatore orizzontale staccando ed attaccando il condensatore da 1 μF. 6°) Eliminare il collegamento tra TP_{401} e la massa.

Avvertenze particolari - Il centratore è formato da due anelli magnetizzati che possono ruotare concentricamente al collo del cinescopio. Per centrare l'immagine si ruotano insieme i due anelli, tenendo le due levette leggermente divaricate, fino ad ottenere lo spostamento nella direzione voluta. Dopo aver centrato l'immagine, può essere necessario un ritocco ai comandi di linearità. Per regolare il giogo di deflessione si allenta la molla che lo blocca.

6. - RIBALTAMENTO DELLO CHASSIS

Lo chassis del televisore 303 è ribaltabile e consente pertanto la massima accessibilità dei circuiti. Per operare il ribaltamento (figura 6) è sufficiente togliere le manopole e le tre viti A. La reggetta forata B consente di fermare lo chassis e di regolarne la posizione. Questo particolare è di notevole importanza per i video riparatori i quali si vedono molto agevolati nelle operazioni di controllo e di messa a punto del televisore. Inoltre si ritiene opportuno segnalare come sia buona norma il controllare l'allineamento dei circuiti interessati qualora si debba sostituire una valvola nei circuiti di radio o media frequenza.

Tabella. - Operazioni di taratura a messa a punto.

Ordine operazione	Segnale rif.to	Polarizzazione	Circuito da accordare
1	45,25 MHz	— 4 V	L_{932} per la massima ampiezza della curva in corrispondezna del segnale di riferimento.
2	42 »	— 4 V	L_{102} come sopra
3	45,75 »	0 V	T_{101} come sopra
4	42,4 »	— 4 V	T_{102} come sopra
5	43,7 »	— 4 V	T_{103} come sopra
6	40,25 »	— 4 V	L_{101} per la minima ampiezza della curva in corrispondeza del segnale di riferimento.

dott. ing. Ferruccio Bebber

Tachimetri azionati dal dispositivo di accensione dei motori a combustione interna*

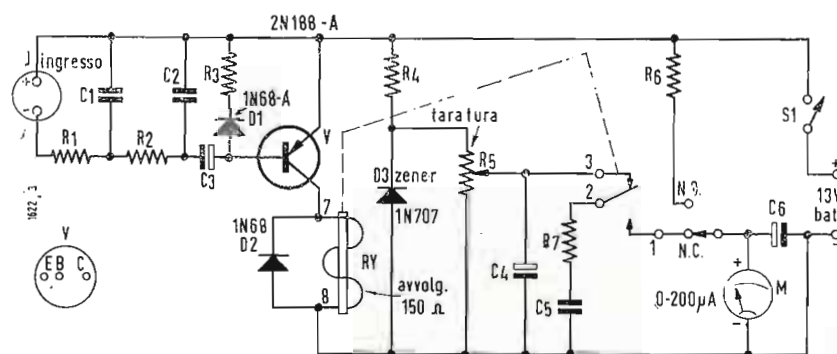



Fig. 1 - Tachimetro elettromeccanico per motori con accensione a batteria o a magnete.

$R_1 = R_2 = 1$ kΩ; $R_3 = R_7 = 10$ Ω; $R_4 = 270$ Ω; $R_5 = 500$ Ω, 2 W; $R_6 = 73{,}2$ kΩ e 860 Ω in serie 1 %; $C_1 = 0{,}25$ μF, 400 V, carta; $C_2 = C_5 = 0{,}5$μF, 200 V, carta; $C_3 = 100$ μF, 25 V, elettrolitico; $C_4 = C_6 = 25$ μF, 25 V, elettrolitico; Batteria 13 V (2 × 6,5 V al mercurio in serie; D_1 = 1N63-A D_2 = 1N68; D_3 = 1N707, diodo Zener 6,2 -8 V, 5 mA (Hughes o equivalente); M = 0-200 μA, 1000 Ω; RY = relé tipo millisecondo, bobina 6 V, 150 Ω; S_1 = interruttore; S_2 = pulsante; V = 2N188-A.

ESISTONO molti tipi di tachimetri elettronici, ognuno progettato per uno scopo specifico. Dei tachimetri descritti in questo articolo, due possono essere impiegati sia con motori a 4 che a 2 tempi (sino a 8 cilindri) con accensione a batteria oppure a magnete: il terzo è un tachimetro che può essere azionato soltanto da un dispositivo di accensione a batteria.

Tra le punte delle candele di accensione si genera una scintilla ogni due corse del corse nel cilindro nel motore a 2 tempi, ogni quattro corse nel motore a 4 tempi. Perciò nel primario della bobina di accensione viene prodotto, mediante interruzione del circuito, un impulso per ogni cilindro ad ogni rotazione dell'albero motore nei motori a 2 tempi, e un impulso per cilindro ogni due rotazioni dell'albero nei motori a 4 tempi. La larghezza dell'impulso varia con la velocità del motore e col tempo di formazione dei punti di accensione.

Il primo strumento da esaminare è un tachimetro elettronico - elettromeccanico (fig. 1). Il suo ingresso deve essere collegato tra una delle punte dell'interruttore d'accensione e la terra. Quando lo strumento viene impiegato con un motore ad accensione a batteria, i morsetti di ingresso devono adattarsi alla polarità delle punta dell'interruttore.

L'impulso, che arriva all'ingresso del tachimetro dal circuito primario della bobina d'accensione, passa poi attraverso ad un filtro passa-basso, composto da R_1, R_2, C_1 e C_2, che ha lo scopo di eliminare impulsi estranei, in particolare quelli dovuti a vibrazioni delle punte dell'interruttore. Gli impulsi che passano per il filtro giungono alla base del transistore V attraverso il condensatore di blocco per la corrente continua C_3.

Alla base del transistore è collegato anche l'anodo del diodo D_1, il quale agisce in modo che solo la parte negativa degli impulsi può pilotare la base del transistore. R_3 è una resistenza di protezione per il diodo. Il transistore V si comporta da interruttore; quando alla sua base è applicato un impulso sufficientemente negativo, il transistore si porta nello stato di conduzione e permette così il passaggio della corrente attraverso l'avvolgimento del relè, mentre si trova nello stato di interdizione nei periodi compresi tra gli impulsi negativi. Il diodo D_2 è collegato ai terminali dell'avvolgimento del relè, in modo da smorzare immediatamente i picchi negativi di tensione, che si formano all'atto dell'interdizione del transistore e che altrimenti potrebbero danneggiare quest'ultimo. La molla di contatto azionata dal relè rapido (attira in pochi millisecondi) si stacca dal lato di connessione con il potenziometro, la cui tensione è regolata dal diodo di Zener, per portarsi sul lato di connessione con lo strumento di misura. Il condensatore C_5 si carica quando la molla di contatto del relè si trova in condizione di riposo (come indicato in figura), mentre si scarica sul circuito dello strumento di misura quando la molla si porta in condizione di lavoro. La resistenza R_7 serve a limitare il valore delle correnti di carica e di scarica del condensatore C_5.

Il valore medio (o componente continua) della corrente di scarica del condensatore sul circuito di misura è determinato dalla frequenza delle scariche moltiplicata per la capacità del condensatore e per la tensione applicata ad esso da parte del potenziometro ($I = F \times C \times E$). Se la capacità è espressa

(*) SCHOTZ, A. M., Ignition-operated Tachometers, *Radio-Electronics*, dicembre 1960, pag. 54.

in microfarad e la tensione è in volt la corrente risulta in microampere.
Per la taratura dello strumento si può applicare all'ingresso J del circuito la tensione secondaria di un trasformatore di riscaldamento da 6,3 V. Tenendo ora conto che la frequenza di rete è di 50 Hz e che perciò gli impulsi negativi pervengono alla base del transistore al ritmo di 50 al secondo, cioè di 3000 al minuto, si deve aggiustare il potenziometro R_5 in modo che lo strumento indichi un ben determinato valore di giri al minuto in relazione all'uso a cui il tachimetro è destinato, cioè in relazione al numero di impulsi di accensione per giro dell'albero del motore, a cui sarà associato il tachimetro (vedi tabella di taratura).

1. - TACHIMETRO ELETTRONICO

Il secondo strumento è un tachimetro interamente elettronico, che può essere impiegato per motori con accensione a batteria o a magnete (fig. 2). Il circuito d'ingresso è lo stesso di quello esaminato in precedenza. Un impulso negativo applicato alla base del transistore V_1 lo rende conduttore. Nei periodi di tempo compresi tra gli impulsi negativi il transistore si trova nello stato di interdizione. Ai capi del diodo di Zener si ha tensione nulla quando V_1 non conduce, mentre si ha una tensione costante (la tensione di Zener del diodo) quando V_1 conduce. Ad ogni impulso negativo viene perciò applicata una tensione costante nel circuito in cui si trova lo strumento indicatore e il condensatore C_4, che così si carica. Nelle pause tra gli impulsi il condensatore si scarica mediante il transistore V_2.
Lo strumento indicatore segnerà una corrente proporzionale alla corrente di carica del condensatore C_4, alla frequenza delle cariche e alla tensione applicata al condensatore da parte del

Fig. 2 - Tachimetro completamente elettronico per motori con accensione a batteria o a magnete. $R_1 = R_2 = 1$ kΩ; $R_3 = 10$ Ω; $R_4 = 270$ Ω; $R_5 = 500$ Ω, 2 W; $R_6 = 73,2$ kΩ e 806 Ω in serie 1 %; $C_1 = 0,25$ μF, 400 V, carta; $C_2 = C_4 = 0,5$ μF, 200 V, carta; $C_3 = 100$ μF, 25 V, elettrolitico; $C_5 = 25$ μF, 25 V, elettrolitico; Batteria 13 V (2 × 6,5 V al mercurio in serie; D_1 = 1N68-A; D_2 = 1N707, diodo Zener 6,2 8 V, 5 mA (Hughes o equivalente); D_3 = 1N68; M = 0-200 μA, 1000Ω S_1 = interruttore; S_2 = pulsante; V_1 = 2N188-A; V_2 = 2N293.

Tabella di taratura (regolare R_5)

Impulsi per giro dell'albero	Indicazioni dello strumento
1	3000
2	1500
3	1000
4	750

Fig. 3 - Tachimetro semplicemente elettromeccanico per motori con accensione a batteria.
R_1 = 150 Ω, 1 W, 10 %; R_2 = 100 Ω, 1 W, 10 %; R_3 = 500 Ω, 2 W; R_4 = 10 Ω, 0,5 W, 10 %; C = 1 μF, 200 V, carta; D = 1N705, diodo Zener 4,3 ÷ 5,4 V, 5 mA (Hughes o equivalente); M = 0-200 μA, 1000 Ω; RY = relé tipo millisecondo, bobina 6 V, 150 Ω.

Premendo il tasto S_2 si può conoscer la condizione della batteria del tachimetro; infatti si può leggerne la tensione sullo strumento, tenendo presente che la tensione di fondo scala è 15 V. L'assorbimento di corrente è meno di 50 mA: la precisione dello strumento è contenuta entro il 2 %. Il limite di frequenza è determinato dal tipo del relè rapido, dal numero dei giri del motore e dal tempo di formazione dei punti di accensione.

potenziometro. La taratura si esegue, ancora come in precedenza, mediante il potenziometro R_5. La precisione dello strumento è entro il 2%; l'assorbimento dall'alimentatore è meno di 30 mA.

2. - TACHIMETRO ELETTROMECCANICO

Il terzo strumento da considerare è di tipo elettromeccanico e può essere impiegato soltanto per motori con accensione a batteria (fig. 3). L'ingresso è posto in parallelo alle punte dell'interruttore tenendo conto della loro polarità. Il commutatore S deve stare nella posizione indicata in figura se si tratta di un sistema ad accensione a 12 V, e deve essere commutato nella posizione di chiusura per un sistema a 6 V. Il relè rapido viene ad essere percorso da corrente e perciò attira, ogni volta che l'interruttore di accensione apre, mentre cade quando l'ininterruttore con la sua chiusura lo mette in corto circuito. Quando il relè attira il condensatore C si carica, attraverso R_4 e per opera del potenziometro R_3, ad una tensione regolata dal diodo di Zener. Alla caduta del relè, il condensatore C si scarica sul circuito dello strumento. Per quel che riguarda la corrente nello strumento di misura e la taratura del potenziometro si possono fare considerazioni analoghe alle precedenti.
Esistono molte possibili varianti a questi circuiti dei tachimetri. Lo strumento di misura può essere sostituito da una resistenza, e la tensione media che si presenta ai suoi terminali, proporzionale alla frequenza delle scariche del condensatore, può essere sfruttata per azionare un qualunque dispositivo indicatore o per controllare un altro circuito.
Si può anche impiegare il tachimetro elettronico in accoppiamento con un dispositivo rivelatore magnetico, atto a contare i denti di un ingranaggio o di una ruota. È necessario in tale caso che gli ingranaggi o la ruota siano di materiale magnetico. In questa esecuzione scompaiono il filtro passa-basso e il circuito di deviazione degli impulsi positivi; gli impulsi trasmessi dal dispositivo rivelatore magnetico sono applicati attraverso un condensatore direttamente alla base del transistore V_1. Se il transistore è polarizzato in modo che al collettore si abbia una tensione pari al valor medio di quella fornita dal rivelatore magnetico, allora il transistore diverrà conduttore quando dal dispositivo magnetico giungeranno semionde negative, mentre sarà interdetto durante le semionde di senso contrario. Il rivelatore magnetico deve fornire una tensione sufficiente per pilotare a fondo il transistore, altrimenti è necessaria l'introduzione di uno stadio amplificatore.
Il condensatore C_4 deve essere calcolato per la gamma delle frequenze degli impulsi ricevuti dal rivelatore magnetico, in modo da fornire allo strumento indicatore quasi la corrente di fondo scala per la velocità massima degli ingranaggi. *A*

Nuovo stabilimento per la fabbricazione dei condensatori in polistirolo

Il giorno 12 maggio 1961, a Milano, fra la SIEMENS & HALSKE A. G. e la MIAL S.P.A. si è proceduto alla costituzione di una nuova società per azioni denominata ADRIATICA COMPONENTI ELETTRONICI con sede in Sulmona (L'Aquila) a capitale misto SIEMENS-MIAL, per la fabbricazione di componenti elettronici.
Tale unità industriale sorgerà in Sulmona (L'Aquila) dove si sono riscontrate le premesse per la costituzione di una unità produttiva per la fabbricazione dei condensatori in polistirolo, la quale occuperà inizialmente circa 300 dipendenti.
Lo stabilimento ADRIATICA COMPONENTI ELETTRONICI sorgerà su un terreno della superficie di 100.000 mq., messo a disposizione dal Comune della Città.
In una prima fase verrà costruito un fabbricato industriale, oltre ad uffici e servizi, per la produzione di condensatori a film sintetico.
Il personale che verrà occupato inizialmente nello stabilimento sarà in prevalenza femminile, e verrà addestrato, nello stabilimento stesso; all'uso delle speciali macchine e strumenti impiegati in questa lavorazione.
Qualora si realizzino le premesse che stanno alla base di questa iniziativa, il nuovo stabilimento potrà assumere una notevole importanza nel campo europeo della produzione di componenti elettronici, offrendo la possibilità di un notevole incremento nell'occupazione di personale della zona.
La scelta della località di Sulmona è stata dettata dalla particolare situazione sociale della zona, nell'intento di istallare una unità industriale che possa offrire una occasione di lavoro alla laboriosa popolazione locale dedita attualmente, in prevalenza, all'agricoltura ed all'artigianato.
Questo impianto, oltre che dell'apporto tecnico della SIEMENS & HALSKE e della MIAL, si avvarrà anche della precedente esperienza acquisita dalla MIAL, che è stata promotrice di altre iniziative industriali analoghe nel Sud Italia.
L'assorbimento della produzione dello stabilimento sarà interamente garantito dai canali di vendita della SIEMENS & HALSKE e MIAL e tale produzione sarà soprattutto destinata alla vendita sui mercati di esportazione. (*a.*)

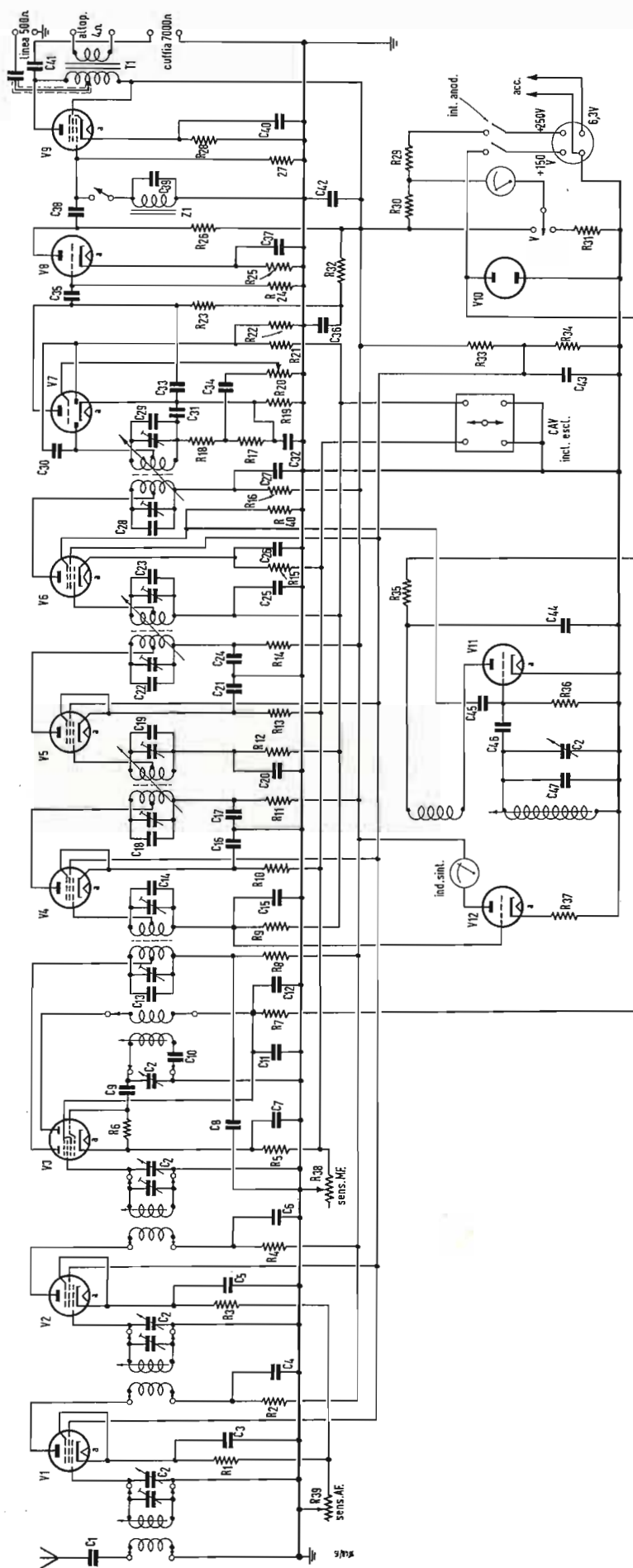
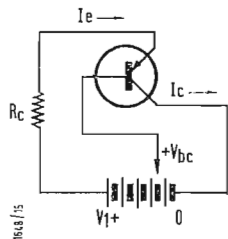
Ricevitori del Surplus Italiano: l'OC9 della Allocchio Bacchini

0254 – *Sigg. R. Danesi – S. Vincenzo e richiedenti precedenti.*

Si tratta di un ricevitore tipo professionale realizzato dalla ALLOCCHIO BACCHINI prima del secondo conflitto mondiale e particolarmente adatto per servizi professionali e per radioamatori. Lo schema è riportato in fig. 1. Le valvole usate sono 12 e precisamente V_1 = 6K7, V_2 = 6K7, V_3 = 6K8, V_4 = 6K7, V_5 = 6K7, V_6 = 6K7, V_7 = 6Q7, V_8 = 6C5, V_9 = 6K6, V_{10} = GR150, V_{11} = 6C5, V_{12} = 6Q7. In radio frequenza esistono tre circuiti comprendenti le prime due valvole, mentre la V_3 fa parte dello stadio oscillatore convertitore. La media frequenza che comprende la valvola V_4, V_5, V_6 è composta da otto circuiti accordati sulla frequenza di 650 kHz e comporta un dispositivo di selettività variabile che agisce fra il primario ed il secondario del trasformatore di MF variandone il relativo accoppiamento. Nella posizione di minima selettività la curva è costante fino a 6000 herz. La V_7 assolve alle funzioni di rivelatrice, CAV e preamplificatrice di BF. La V_8, seconda amplificatrice di BF, dispone di un circuito filtro a 1000 Hz che si usa per la ricezione delle onde persistenti in modo da aumentare la selettività e ridurre il rumore di fondo. Le onde persistenti sono ricevibili mediante l'uso dell'oscillatore di nota della V_{11}. La V_9 fa parte del circuito finale di potenza. Infine mentre la V_{10} ha il compito di attenuare le variazione di tensione delle due valvole oscillatrici V_3 e V_{11} la V_{12} consente di rendere più ampie la variazioni dell'indicatore ottico di sintonia.

Suddivisione delle gamme: 1° da 33 a 19 MHz 2° da 20 a 12 MHz; 3° da 12 a 7 MHz; 4° da 7 a 4,4 MHz; 5° da 4,6 a 2,7 MHz. In qualche esemplare si può notare qualche leggera diversità nella suddivisione delle gamme. I comandi principali sono: Sintonia a doppia velocità (1/10 e 1/50). Commutatore di gamma. Controllo selettività. Regolazione volume. Controllo AF. Controllo MF. Commutatore esclusione CAV. Commutatore inclusione filtro 1000 Hz. Interrutore tensione anodica. Prese per cuffie ed altoparlanti, linea e registratori. Sensibilità: Uscita 50 mW, rumore di fondo senza modulazione 2 mW. 1° gamma: 8-13 μV; 2° gamma: 5-7 μV; 3° gamma: 5-7 μV; 4° gamma: 3-9 μV; 5° gamma 4-6 μV. Esiste in commercio un altro tipo con sigla OM9C le cui gamme d'onda sono sensibilmente diverse e così pure il circuito il quale consta di un numero di valvole inferiore.

COMPONENTI: C_1 = 50 pF mica SSR; C_2 = = CVA quadruplo; C_3, C_4, C_5, C_6, C_7 = 10 mila pF mica; C_8 = 100.000 pF carta; C_9 = = 25 pF carta; C_{10} = condensatori di passo; C_{11} = 10.000 pF mica; C_{12} = 4 μF elettrol.; C_{13}, C_{14} = 180 pF mica argento; C_{15} = 10 mila pF mica; C_{16} = 0,2 μF 500 V (accoppiato con C_{21}); C_{17} = 0,1 μF carta; C_{18}, C_{19} = 180 pF mica argento; C_{20} = 10.000 pF mica; C_{21} = 0,2 μF carta (500 V) accoppiato con C_{16}; C_{22}, C_{23}, C_{28}, C_{29} = 180 pF mica argento; C_{24}, C_{25}, C_{26}, C_{27} = 0,1 μF carta C_{30} = 50 pF carta; C_{31} = 300 pF mica; C_{32} = 10 μF elettrol.; C_{33} = 200 pF carta; C_{34} = 25.000 pF carta; C_{35} = 35.000 pF carta; C_{36} = 0,1 μF carta; C_{37} = 10 μF 30 V; C_{38} = 50.000 pF carta; C_{39} = 2×0,2 μF carta 500 V; C_{40} = 10 μF 30 V; C_{41} = 0,5 μF carta; C_{42} = 4 μF 1.500 V; C_{43} = 0,5 μF carta 1000 V; C_{44} = 10.000 pF mica; C_{45} = = 25 pF mica; C_{46} = 200 pF mica; C_{47} = = 2000 pF mica.

CONDENSATORI DI PASSO: 1° gamma = 5000pF mica argento; 2° gamma = 3870 pF mica

argento; 3° gamma = 2640 pF mica argento; 4° gamma = 1000 pF mica argento; 5° gamma = 400 pF mica argento.

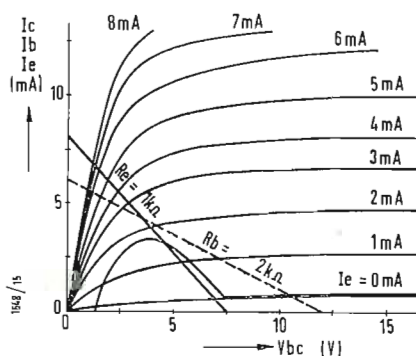
Resistenze: R_1, = R_3 500 Ω, ½ W; R_2, R_4 = = 1000 Ω, ½ W; R_5 = 250 Ω, ½ W; R_6 = = 10.000 Ω, ½ W; R_7 = 5000 Ω, 1 W; R_8 = = 10.000 Ω, ½ W; R_9 = 500.000 Ω, ½ W; R_{10}, R_{13}, R_{15} = 300 Ω, ½ W; R_{11}, R_{14}, R_{16} = = 5000 Ω, ½ W; R_{12}, R_{17} = 500.000 Ω, ½ W; R_{18} = 50.000 Ω, ½ W; R_{19} = 2000 Ω, 1 W; R_{20} = 1 MΩ potenz.; R_{21}, R_{22} = 1 MΩ ½ W; R_{23} = 150.000 Ω, ½ W; R_{24} = 500.000 ½ W; R_{25} = 3000 Ω; R_{26} = 50.000 Ω; R_{27} = = 250.000 Ω, ½ W; R_{28} = 400 Ω, 2 W (per 6K6); 1000 Ω, 2 W (per 6C5); R_{29} = 1000 Ω, 25 W; R_{30}, R_{31} = resistenze shunt strumento; R_{32} = 10.000 Ω, 1 W; R_{33} = 15.000 Ω, 4 W; R_{34} = 10.000 Ω, 4 W; R_{35} = 100.000 Ω, ½ W; R_{36} = 500.000 Ω, ½ W; R_{37} = 2000 Ω; R_{38}, R_{39} = 1500 Ω potenziometro tipo DE; R_{40} = = 500.000 Ω, ½ W.

Trasformatori: T_1 = trasformatore di uscita tipo Geloso G_{152}. Z_1 = impedenza tipo Geloso G_{121}. *(P. Soati)*

Sul funzionamento degli oscillatori sinusoidali a transistori. Schema di un oscillatore adatto per trasmettere segnali modulati di un pick-up. Transistori adatti per un oscillatore sinusoidali di media potenza.

0255 – *Sig. G. Ranzi – Roma; Devbra – Gorizia.*

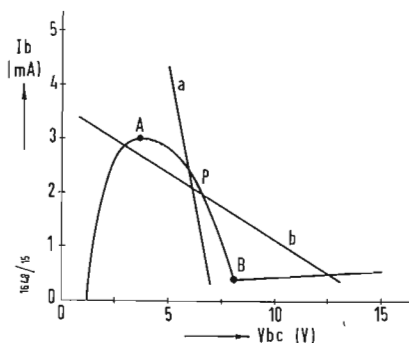
Fig. 1/0255

Per realizzare un oscillatore sinusoidale in un circuito a transistori è necessario inserire un circuito accordato in parallelo, avente impedenza sufficiente, nel conduttore di base ed una resistenza di valore adatto nel circuito dell'emettitore. Per stabilire la caratteristica Ib-Vb, corrente e tensione di base, ci si vale del circuito di figura 1. Si prende come riferimento il potenziale del collettore mantenendo la tensione di base variabile rispetto a detto elettrodo. La tensione di alimentazione dell'emettitore è fissa rispetto al collettore ma variabile nei confronti della base.

Si ammette che con delle correnti di emettitore positive non si producano delle cadute di tensione fra collettore e base o, per lo meno, che tali cadute siano trascurabili rispetto a quella che si verifica nella resistenza di carico R_c. Per delle tensioni di alimentazione negative, rispetto alla base, si ammette infine, che la corrente di emettitore sia nulla.

In tal modo si ottiene una curva sufficientemente precisa. La figura 2 mostra un esempio di costruzione grafica di una famiglia di curve che rappresenta la corrente di collettore considerando come parametro la corrente di emettitore.

Fig. 2/0255

Fig. 3/0255

La tensione di emettitore, rispetto al collettore, (V_1) è di 8 V. La corrente di emettitore, in funzione della tensione di base, è rappresentata dalla retta di carico per R_c = 1000 Ω. La corrente di base, in funzione della tensione di base, si trova per differenza fra i valori corrispondenti alla corrente di collettore, I_c, e quella di emettitore I_e. Ammettendo che nel caso in esame, con V_{bc} uguale a 4 V, la corrente di emettitore sia di 4 mA e quella di collettore 7 mA, la corrente di base risulterà di 3 mA. Naturalmente la curva I_b-V_b può essere modificata agendo sia su che su R_c, ed anche su tutti i due parametri contemporaneamente. Detta curva è resa più leggibile in figura 3.

Se, ad esempio, si sarà scelto il punto P come punto di funzionamento in continua, il montaggio sarà stabile allorquando la pendenza della curva di carico che corrisponde all'impedenza della base è superiore a quella della curva I_b-V_b, come ad esempio la retta « a ». Con una impedenza dinamica corrispon-

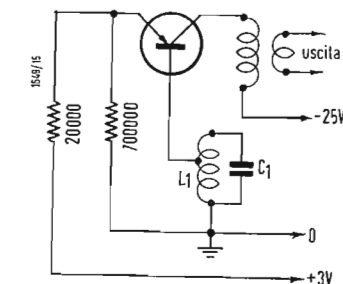



Fig. 4/0255

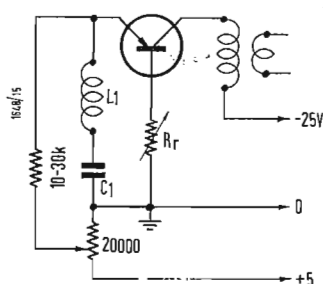



Fig. 4a/0255

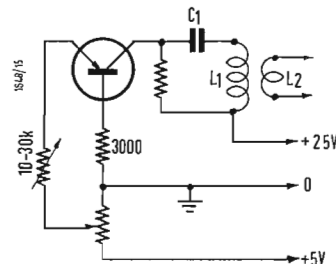



Fig. 4b/0255

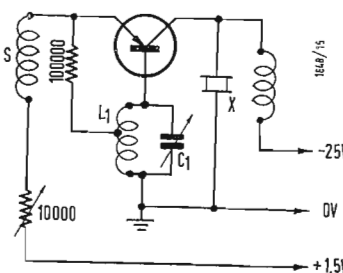



Fig. 5/0255

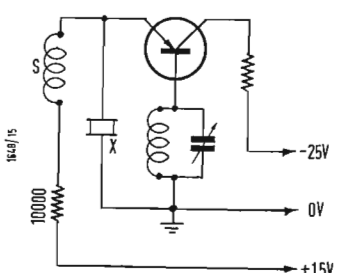



Fig. 5a/0255

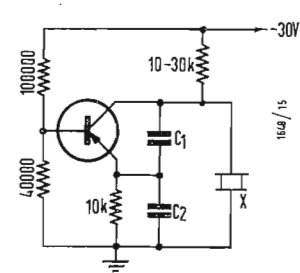



Fig. 5b/0255

dente alla retta « b » si otterrebbe un funzionamento non stabile dato che l'impedenza di base deve essere inferiore al valore assoluto della resistenza negativa di base.

Qualora si inserisca un circuito accordato in parallelo, d'impedenza sufficiente, nel conduttore di base, si viene a realizzare un oscillatore la cui ampiezza di oscillazione è condizionata dalla distanza dei punti A e B.

Un oscillatore del genere è visibile in figura 4, dove il collegamento ad autotrasformatore è stato usato per accordare la resistenza del circuito con quella della base. L'insieme può essere realizzato anche secondo il circuito di figura 4*a*, con l'oscillatore posto nel circuito

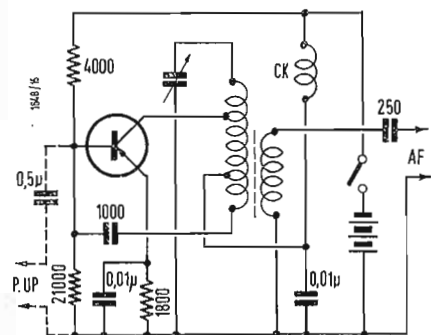



Fig. 6/0255

dell'emettitore, o come da figura 4*b* con oscillatore nel circuito di collettore, nei quali la controreazione si regola tramite R_r.

Il circuito L_1C_1' in serie, presenta il vantaggio, in relazione alla sua debole impedenza, di ottenere una controreazione più energica.

Introducendo nei circuiti di figura 4 e 4*a* un circuito accordato su una delle armoniche di oscillazione di L_1 C_1, si può ottenere un moltiplicatore di frequenza abbastanza efficiente fino alla decima armonica.

Dato che, come si verifica per i tubi elettronici, la stabilizzazione dei generatori a transistori è molto importante, si può far ricorso a dei circuiti stabilizzati a quarzo come quelli riportati in figura 5, 5*a*, 5*b*. Nei generatori di figura 5, 5*a* la reazione avviene in modo analogo ai circuiti della figura 4, nel circuito 5*b* essa si ottiene tramite un ripartitore capacitativo, C_1C_2, la qualcosa permette di avere delle oscillazioni ricche di armoniche di modo che si può usare l'oscillatore come moltiplicatore di frequenza.

In figura 6 si ha lo schema di un oscillatore-trasmettitore, richiestoci dal Signor RANZI, il quale, usando il collegamento tratteggiato, può essere collegato ad un pick-up per trasmettere, a breve distanza, la modulazione dei dischi ad un ricevitore per onde medie. La bobina può essere costruita usando un comune gruppo ad AF per onde medie oppure avvolgendo circa 250 spire di filo smaltato da 2/10, unite, su di un supporto a nucleo di ferro con prese alla 40° e 100 spira a partire dall'estremità inferiore.

Le spire di L_1 si troveranno sperimentalmente a seconda dell'antenna usata, generalmente uno spezzone di filo, in modo da ottenere il massimo rendimento. C_2 è un variabile, anche del tipo a mica, con capacità massima di 380 pF.

Per quanto concerne il quesito DEVBRA, al quale è stato risposto, in parte, consigliamo nell'ordine l'uso dei seguenti transistori 2N497, 2N498, 2G524, 2G526, 2N599, 2N601, 2N162, 2N262. D'altra parte ci riserviamo di pubblicare in uno dei prossimi numeri lo schema richiesto. (*P. Soati*)

A proposito dell'articolo sul controllo non distruttivo di transistori impiegati come commutatori di cui al n. 11 de l'antenna.

0256 – ***Mr. F. Hurè – Vaujours (Francia).***

Come è stato segnalato nella relativa nota di pagina 521 l'argomento emarginato è stato tratto e rielaborato da un articolo comparso nella rivista tedesca ELEKTRONIK (n. 9, Settembre 1960). Purtroppo neanche in tale rivista, dalla quale naturalmente è stato estratto lo schema, non sono riportati i dati che le interessano. Ad ogni modo, per maggiore schiarimenti sull'argomento, potrà consultare le seguenti opere segnalate dall'autore nell'elenco bibliografico: GUGGENBUHL W. Der Spannungsdurchbruch der Flaechentransistoren in einer allgemeinen Schaltung. AEU 13 (1959) ,11. pag. 451..461. BILJION L. van. Transistor Avalanche Voltage. Electronic Technology February 1960 pag. 72..76. WAGNER K. Due grundlegenden Eigenschaften des Flaechentransistors im Impuls- und Schalterbetrieb. Valvo-Berichte 5 (1959) pag. 86-87. ABBE H. H. und LEENHOUTS P. H. Unveroffentlichte Konzermitteilungen. N. V. Philips, Nijmegen (Niederlande).

(*P. Soati*)

Schema di un apparecchio a 5 transistori più un diodo al germanio.

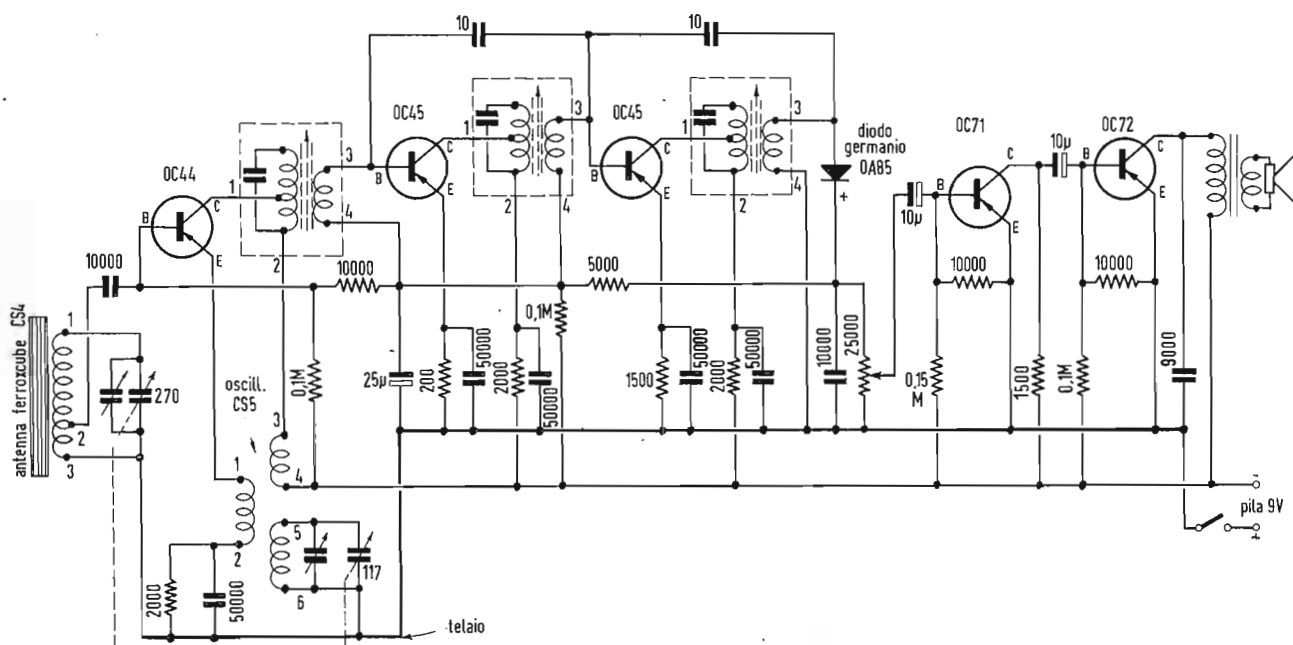
0257 – ***Sig. P. Amoretti – Genova.***

In figura 1 si riporta lo schema richiesto di un apparecchio supereterodina a cinque transistori più un diodo al germanio. Sono stati usati i seguenti transistori: OC44 RF, convertitore; 2-OC45 amplificatore di media frequenza; OC71 preamplificatore bassa frequenza e CAV; OC72 finale. Il diodo al germanio è un OA85.

Tanto l'antenna e l'oscillatore quanto i trasformatori di media frequenza si trovano in commercio e sono realizzati dalla ditta Sergio CORBETTA di Milano. L'antenna in ferroxcube, tipo CS4, ha le dimensioni di 140 × 8 millimetri. La bobina dell'oscillatore, CS5, ha tutti gli avvolgimenti racchiusi in una coppetta di ferroxcube, infine i trasformatori di media frequenza, accordati su 470 kHz, sono il 5001 per il 1° stadio, il 5002 per il 2° stadio ed 5003 per lo stadio rivelatore, ed hanno le dimensioni 14 × 14 × 21.

Il trasformatore e l'altoparlante sono del tipo comunemente usati per apparecchi a transistori.

I valori dei vari componenti sono stati riportati direttamente sullo schema.

(*P. Soati*)

Austria

Radio Austria ha trasmesso domenica 26 marzo alcune varianti ai propri programmi ad onda corta; l'annuncio in francese dice: 14.00-16.00 e 18.00-21.00 su 6155 kHz (48,74 m.); 08.00-10.00 e 12.00-14.00 su 7245 kHz (41,81 m.); 10.00-12.00 su 7200 kHz (41,67 m.); 10.00-18.00 su 9770 kHz (30,71 m.).

Canadà

Dopo il riordino dei programmi di Radio Canadà ecco i nuovi orari: su 13,89 e 16,84 m.: 12.30 Ceco; 13.00 per le forze Canadesi (solo domenica) fino alle 14.15; al lunedì (13.00 13.45); al martedì fino al sabato (13.00-13.30); 13.45 musica per l'Europa (lunedì 13.45-14.00) (Martedl-Venerdì 13.30-14.00) (Sabato 13.30 13.45); 14.00 Polacco (lunedì-venderdì), (sabato-domenica 14.15-14.30); 14.30 (musica per l'Europa fino alle 15.00); 15.00 Ucraino, dalle 15.30 su 16,84 m. su 16,84 e 19,58 m.: 15.30 Russo; 16.30 Inglese, 16.45 Ungaro, 17.00 Slovacco; 17.15 Ceco; 18.01 Informazioni per il naviglio in mare ed i contingenti canadesi all'estero; 18.15 Polacco; 19.00 Tedesco. Il programma suddetto è definito per l'Europa 1° mentre quello che segue è definito per Africa: 19,32 in Inglese su 16,84 e 19,58 m.; 20.15 in francese e 20.45 in francese (solo su 19,58 m.). Ancora per l'Europa dalle 21.00 alle 22.30 vengono emessi due programmi in francese-inglese su 19,58 e 45,60 m.

Cina

Radio Pekino per il programma in lingua tedesca diretto all'Europa dalle 19.00-19.30, 21.00-21.30 impiega le frequenze di 6210, 7080, 9457, 11650 kHz, pari a metri: 48,29, 42,37, 31,73, 25,75.

Cipro

La stazione di Limassol della «B.B.C. Fast Mediterranean Stations» trasmette in arabo dalle 17.00 alle 22.00 per il territorio dell'Iraq e del golfo Persico su 7130 kHz. Questa frequenza sostituisce quella di 6790 kHz.

Cuba

Dal 1° aprile «La Voz libre de América» da Havana emette un programma in spagnolo su 11760 alle ore 19.00 consistente in notizie e musiche popolari. Annuncio «Aqui Radio Hàbana da Cuba, la voz libre de America en 11760 kHz, banda de 25 metros». Rapporti di ricezione a P.O. Box 7026. Havana (Cuba).

Danimarca

DX-bollettino: martedì 03.00 e 04.30 su 31,51 m. giovedì 10.50 e 15.50 su 19,78 m.

Finlandia

Primo e terzo venerdì del mese: 17.00 su 49,02 m.

Germania

«Deutsche Welle» ogni 2° lunedì del mese: 09.00 su 25,43, 19,64, 13,86 m.; 12.00 su 19,62, 16,84 m.; 15.00 m. 16,79, 13,83 m.; 18.15 m. 25,27, 19.64 m.; 19.30 su 25,27, 19,64 m.; 21.30 su 31,23, 25,16 m.; 00.45 e 02.15 (al martedì) 30,82, 25,12 m.; 04.00 e 06.15 (al martedì) 31,12, 25,43 m.

«Radio Berlino Internazionale» ogni 1° venerdì del mese: ore 18.00 su 49,06, 41,10 e 30,83 m.

Giappone

Dal 1° Aprile una nuova trasmissione viene emessa su 9525 kHz e 11705 kHz dalla NHK per l'Africa in Inglese, Francese, Giapponese alle 20.30-21.30 (ora italiana). Altra trasmissione viene dal Giappone dalle 17.45 alle 19.45 in arabo, inglese e giapponese.

Giordania

Le trasmissioni delle stazioni della HBS avvengono come segue: 04.30-07.00 su 800, 7155, 11810 kHz; 07.15-09.05 e 12.00-14.05 su 800, 9530, 11810 kHz; 15.00-23.00 su 800, 7155, 11810 kHz. La frequenza di 11810 kHz viene emessa con 7,5 KW, le altre tutte con 100 kW. Ogni programma è in lingua araba. In lingua inglese viene emesso un programma dalle ore 12.00 alle 18.00 su 677 kHz (20 kW).

Grecia

Radio Atene opera su 6075, 9605, 15345 kHz e 17720 kHz dalle 18.15 alle 18.45 per Francia ed Inghilterra; su 9605 e 11720 kHz dalle 20.00 alle 21.00 per l'Europa del Nord-Ovest; su 11720 kHz dalle 23.00-23.30 per i marinai greci; e su 6075 e 9605 kHz dalle ore 24.00 alle 00.30 per gli stessi marinai. Alla Domenica ciascuna trasmissione ha inizio 75 minuti prima.
Rapporti di ricezione a: Hellenic National Broadc. Institute - 16 Mourous; St. Athens (Grecia).

Isole Canarie

La Emissora de la Isla de la Palma in Santa Cruz de la Palma ha variato la propria frequenza da 7390 a 7345 kHz. Le sue condizioni di ascolto sono ottime dalle ore 22.00 alle 00.05.

Korea

Dal 5 maggio il programma europeo da Seul viene emesso su 11925 kHz dalle ore 23.00 alle 24.00.

Olanda

I programmi per il mese di Aprile in lingua inglese provenienti dall'Olanda: 11.00-11.50 per Australia, Nuova Zelanda, Area del Pacifico su 13.96 m. e 16,88 m.; 15.00-15.50 per il Sud dell'Asia su 19,45 m. e per la Africa su 11,71 m.; 22.15-23.05 per l'Europa e Nord America su 19,43-25,58-49,83 m.; 02.30-03.30 per Nord America su 31,28-49,79 (oppure 25,58 m.). La Radio Olandese desidera avere dagli ascoltatori dei rapporti di ricezione ed a tutti sarà inviato un bollettino mensile di notizie in Inglese, scrivere: Radio Nederland - International Service - P.O. Box 222 Hilversum (The Nederlands).

Olanda

Martedì: 11,12 su 13 e 16 m. (gamma); 15,12 su 19, 13 e 11 m. (gamma); 22,47 su 49, 31, 25 m. (gamma); mercoledì: 02,42 su 49 e 31 m. (gamma).

Portogallo

La più recente scheda programmi della Emissora Nacional di Lisbona: 11.00-14.00 su 21495 kHz; 11.00-14.15 su 17880 kHz; 14.15-15.25 su 21495 kHz (inglese dalle 14.45-15.25 su 17895 kHz); 15.30-18.15 su 21495 kHz; 15.30-18.00 su 17895 kHz (feriali); 18.15-19.00 (inglese)su 17895 kHz; 11.00-14.15 e 18.15-22.00 (Dom.:11.00-22.00) su 21700 kHz; 19.00-22.30 su 17895 kHz; 22.30-01.30 su 11915 kHz; 15.30-18.00 su 17880 e 21700 kHz; 20.30-01.00 su 0 kHz;1788 20.30-03.00 su 15380 kHz; 11.00 (Dom. 12.00)-19.10 su 11875 per Azzorre; 19.25-01.00 (sabato 02.00) su 6025 kHz; 01.00-05.00 su 9740 kHz; 01.45-05.00 su 6185 kHz; 03.00-05.00 su 9635 kHz.

Repubblica Araba Unita

Radio Cairo trasmette un programma diretto all'Europa su 11.940 kHz con il seguente orario: 21.30 tedesco, 22.00 italiano, 22.30 inglese. Chiude alle 23.30 dopo aver trasmesso i propri segnali di identificazione in arabo.

Repubblica del Gabon

Radio Gabon da Libreville opera su 4.775 kHz dalle 18.30-23.00 (giornaliera). Rapporti di ricezione per lettera a Radiodiffusion du Gabon Post Office Box 150, Libreville (Gabon).

Repubblica Dominicana

Radio Caribe emette ora anche su 15,065 kHz in parallelo a 9485 e 6210 kHz (dalle 11.00 alle ore 08.00). Ascolto buono su HI3 (9485 kHz) e HI2U (6210 kHz).

Repubblica di San Domingo

La « Radio Caribe » ha variato le frequenze di due trasmettitori HI2U e HI3U rispettivamente da 6088 e 9505 a 6210 e 9485 kHz. Un programma di risposte agli ascoltatori viene emesso in inglese-francese-spagnolo al lunedì, mercoledì e venerdì dalle ore 22,30 e 23.30.

Svezia

Ogni mercoledì del mese: 23.00 su 29,46 (in tedesco); 24.00 su 254,7 (in tedesco); ogni lunedì del mese: 21.30 su 41,61 (in inglese); 00.30 su 254,7 (in inglese).

Svizzera

Le trasmissioni della Radio Svizzera dirette alla zona europea avvengono dalle stazioni di Schwarzembourg HER 3 m. 48,66; HER 4 m. 31,46; HER 7 m. 16,87; HER 8 m. 13,94. Le ore di emissione sono le seguenti: 06,15-08.00 (domenica ininterrottamente dalle 07,10 alle 23.40) HER 3; 11.00-14.00 (al mercoledì ininterrottamente dalle 11.00-23.40 HER 4; 16.00-23.40 HER 7. Giornalmente su HER 8 vengono trasmessi i programmi fino alle ore 14.00.

Svizzera

Il programma svizzero diretto all'Europa viene trasmesso alle seguenti ore: 06.15-08.00 e 11.00-13.30 su HER3, 61.65 kHz, m. 48.66; HER4, 9.535 kHz, m. 31.46; HER8, 21.520 kHz, m. 13.94. 18.00-23.40 su HER3, metri 48.66 e HER4, 95.35 kHz, m. 31.36, HER7, 17.785 kHz, m. 16.87.

Stazioni clandestine

Una stazione che potrebbe essere Cubana è stata notata su 15.176 kHz (solo alla domenica) emittente brani di discorsi di Castro. Il suo segnale di identificazione è « Radio Emisoras Independientes y Libre » e « Universidad Popular ». Chiude alle 20.40 (notizia da Pop. Electronics).

UNA NUOVA REALIZZAZIONE "ERIE" NEL CAMPO DEI COMPONENTI

Componenti a terminali predisposti per circuiti stampati

"PLUGGABLE COMPONENTS"

della ERIE Resistor Ltd. - England Brevetti: 578691 - 79444

RESISTENZE

10AP

8AP

9AP2

CERAMICI

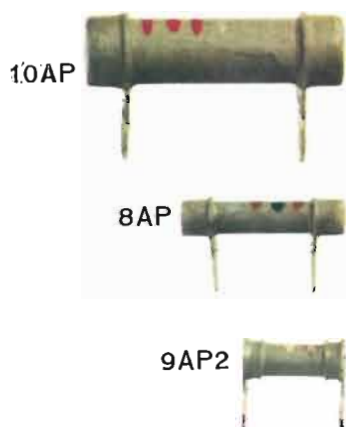
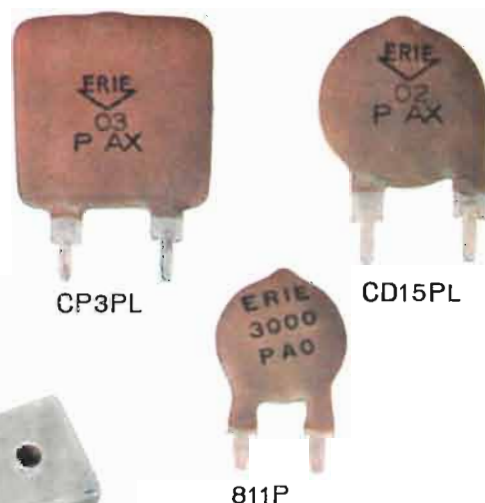
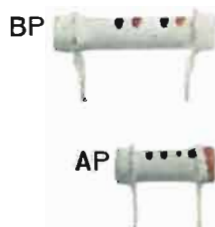
BP

AP

CERAMICI

CP3PL

CD15PL

811P

Saldabilità perfetta grazie ai terminali argentati.
Intercambiabilità fra i vari componenti (modulo standard)
Massima rapidità di inserzione

COSTI inferiori ai tipi convenzionali
Abolizione totale dei COSTI di preparazione
Massima riduzione dei COSTI di assemblaggio

centro

BAY & C.
S. p. A. - Via F. Filzi 24 - Centro Pirelli - Milano
Tel.: 661744 - 661749 - 667604 - 639184

COMUNICATO STRAORDINARIO

UNA GRANDE EVOLUZIONE NEL CAMPO DEI TESTER ANALIZZATORI !!!

La I.C.E. sempre all'avanguardia nella costruzione degli Analizzatori più completi e più perfetti, e da molti concorrenti sempre puerilmente imitata, è ora orgogliosa di presentare ai tecnici di tutto il mondo il nuovissimo **SUPERTESTER BREVETTATO mod. 680 C** dalle innumerevoli prestazioni e **CON SPECIALI DISPOSITIVI E SPECIALI PROTEZIONI STATICHE CONTRO I SOVRACCARICHI** allo strumento ed al raddrizzatore!
Oltre a ciò e malgrado i continui aumenti dei costi, la I.C.E. è riuscita, per l'alto livello raggiunto nell'automazione, a **RIDURRE ANCORA I PREZZI** dei nuovi Tester Analizzatori pur aumentandone ancora notevolmente le caratteristiche tecniche, le portate, le doti estetiche e di robustezza.

IL SUPERTESTER I.C.E. MOD. 680 C con sensibilità di 20.000 Ohms per Volt è:
IL TESTER PER I RADIOTECNICI ED ELETTROTECNICI PIU' ESIGENTI!

IL TESTER MENO INGOMBANTE (mm. 126 x 85 x 28) **CON LA PIU' AMPIA SCALA!** (stessa ampiezza dei precedenti modelli 680 B e 630 B pur avendone quasi dimezzato l'ingombro!)

IL TESTER DALLE INNUMEREVOLI PRESTAZIONI (nove campi di misura e 44 portate!)
IL TESTER PIU' ROBUSTO, PIU' SEMPLICE, PIU' PRECISO!
IL TESTER SENZA COMMUTATORI e quindi eliminazione di guasti meccanici, di contatti imperfetti, e minor facilità di errori nel passare da una portata all'altra

CARATTERISTICHE TECNICHE:

Speciale circuito elettrico Brevettato di nostra esclusiva concezione che unitamente ad un limitatore statico permette allo strumento indicatore ed al raddrizzatore a lui accoppiato, di poter sopportare sovraccarichi accidentali od erronei anche cento volte superiori alla portata scelta!

Pannello superiore interamente in **CRISTAL** antiurto che con la sua perfetta trasparenza consente di sfruttare al massimo l'ampiezza del quadrante di lettura ed elimina completamente le ombre sul quadrante; eliminazione totale quindi anche del vetro sempre soggetto a facilissime rotture o scheggiature e della relativa fragile cornice in bachelite opaca.
Strumento antiurto con speciali sospensioni elastiche.
Scatola base in un nuovo materiale plastico infrangibile.
Letture Ohmetriche da 1 Ohm fino a 10 Megaohms direttamente con la sola alimentazione della batteria interna da 3 Volts e fino a 100 Megaohms con alimentazione dalla rete luce. **Possibilità di misurare perfino i decimi di Ohm!!!**
Le indicazioni al fianco delle relative boccole sono eseguite in rosso per tutte le misure in corrente alternata ed in bianco su fondo nero per tutte le misure in corrente continua. Ciò rende ancora più veloce e più semplice l'individuazione della portata che si desidera impiegare e ne riduce notevolmente gli errori di manovra
Letture dirette di frequenza, di capacità, di potenza d'uscita e di reattanza.

9 CAMPI DI MISURA E 44 PORTATE !!!

VOLTS C. C.:	**7 portate:** con sensibilità di 20.000 Ohms per Volt: 100 mV - 2 V. - 10 - 50 - 200 - 500 e 1000 V. C.C.
VOLTS C. A.:	**6 portate:** con sensibilità di 4.000 Ohms per Volt: 2 - 10 - 50 - 250 - 1000 e 2500 Volts C.A.
mA. C. C.:	**6 portate:** 50 μA. - 500 μA. - 5 mA - 50 mA. - 500 mA. e 5 A. C.C.
Ohms:	**6 portate:** 4 portate: Ω x 1 - Ω x 10 - Ω - 100 - Ω x 1000 con alimentazione a mezzo pila interna da 3 Volts 1 portata: Ohms per 10.000 a mezzo alimentazione rete luce (per letture fino a 100 Megaohms) 1 portata: Ohms diviso 10 - Per misure di decimi di Ohm - Alimentazione a mezzo stessa pila interna da 3 Volts.
RIVELATORE DI REATTANZA:	**1 portata:** da 0 a 10 Megaohms
CAPACITA':	**4 portate:** (2 da 0 a 50.000 e da 0 a 500.000 pF. a mezzo alimentazione rete luce 2 da 0 a 15 e da 0 a 150 Microfarad con alimentazione a mezzo pila interna)
FREQUENZA:	**3 portate:** 0 ÷ 50; 0 ÷ 500 e 0 ÷ 5.000 Hz.
V. USCITA:	**6 portate:** 2 - 10 - 50 - 250 - 1000 e 2500 V.
DECIBELS:	**5 portate:** da — 10 dB a + 62 dB.

Inoltre vi è la possibilità di estendere le portate suaccennate anche per misure di 25.000 Volts C.C. per mezzo di puntale per alta tensione mod. 18 I.C.E. del costo di L. 2.980 e per **misure Amperometriche in corrente alternata** con portate di 250 mA.; 1 Amp.; 5 Amp.; 25 Amp.; 50 Amp.; 100 Amp. con l'ausilio del nostro trasformatore di corrente mod. 616 del costo di L. 3.980.
Il nuovo **SUPERTESTER I.C.E. MOD. 680 C** Vi sarà compagno nel lavoro per tutta la Vostra vita. **Ogni strumento I.C.E. è garantito.**

PREZZO SPECIALE propagandistico per radiotecnici, elettrotecnici e rivenditori **L. 10.500 !!!** franco nostro stabilimento completo di puntali, pila e manuale d'istruzione. Per pagamenti all'ordine od alla consegna **OMAGGIO DEL RELATIVO ASTUCCIO** antiurto ed antimacchia in resinpelle speciale resistente a qualsiasi strappo o lacerazione.

Per i tecnici con minori esigenze la I. C. E. può fornire anche un altro tipo di Analizzatore e precisamente il **mod. 60 con sensibilità di 5000 Ohms per Volt** identico nel formato e nelle doti meccaniche al mod. 680 C ma con minori prestazioni e minori portate (22) **al prezzo di sole L. 6.900** franco stabilimento - astuccio compreso. Listini dettagliati a richiesta.

I.C.E. | INDUSTRIA COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE - MILANO - VIA RUTILIA, 19/18 - TELEF. 531.554/5/6